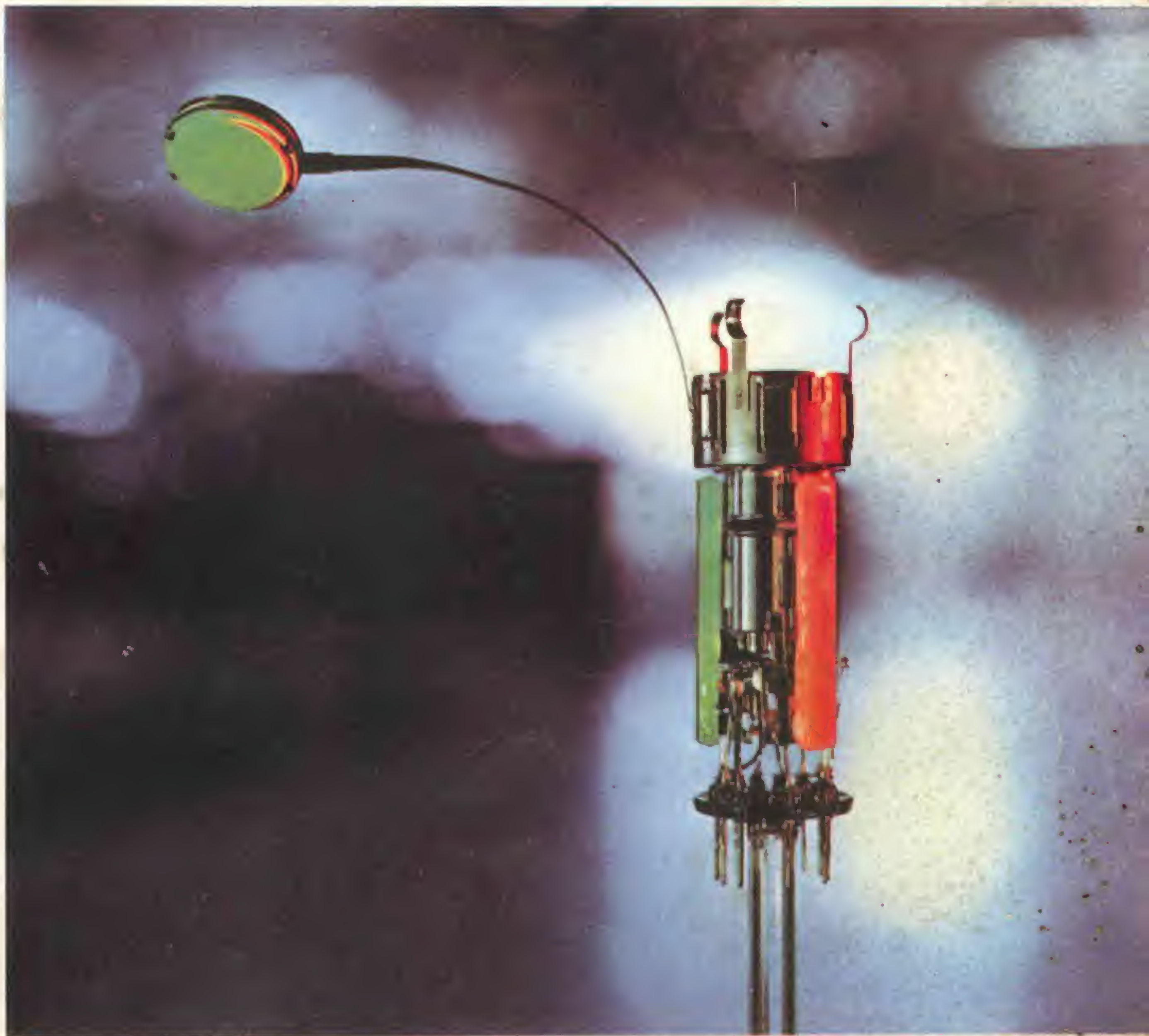
Sperimentare

SELEZIONE RADIO - TV

di tecnica

2

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - L. 650



Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 - FEBBRAIO 1973

ARGENTINA	Pesos 9	DANIMARCA	Kr. D. 9,50	INGHILTERRA	Lgs. 0,60	MALTA	Lgs. M. 0,60	SUD AFRICA	R. 1,50
AUSTRALIA	$ Au. 2	EGITTO	Leg. 2	ISRAELE	L.I. 4,90	NORVEGIA	Kr. N. 9	SVEZIA	Kr. S. 6,50
AUSTRIA	Sc. 32,50	ETIOPIA	$ Et. 4,50	ITALIA	Lit. 650	OLANDA	Fr. Ol. 4,50	SVIZZERA	Fr. sv. 5,50
BELGIO	Fr. Bg. 61	FRANCIA	Fr. Fr. 7	JUGOSLAVIA	Din. 22	PERU'	Sol. 70	TURCHIA	L.T. 20
BRASILE	Crs. 10,50	GERMANIA	D.M. 6	LIBANO	L. Lib. 4,20	POLONIA	Zloty 5,10	U.R.S.S.	Rub. 2
CANADA	$ Can. 2,50	GIAPPONE	Yen 650	LIBIA	Pts. 45	PORTOGALLO	Esc. 36	URUGUAY	Pesos 450
CILE	Esc. 25	GRECIA	D.Z. 41	LUSSEM.	Fr. Bg. 61	SPAGNA	Pts. 90	U.S.A.	$ 2,10
								VENEZUELA	Bs. 9,50



Supertester 680 E

BREVETTATO. · Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	7 portate:	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	6 portate:	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	6 portate:	50 µA - 500 µA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
AMP. C.A.:	5 portate:	250 µA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	6 portate:	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	4 portate:	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	2 portate:	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	6 portate:	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	5 portate:	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C.
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32) **CON LA PIU' AMPIA SCALA** (mm 85 x 65) Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: **IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!**

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile. Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !

INSUPERABILE!

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

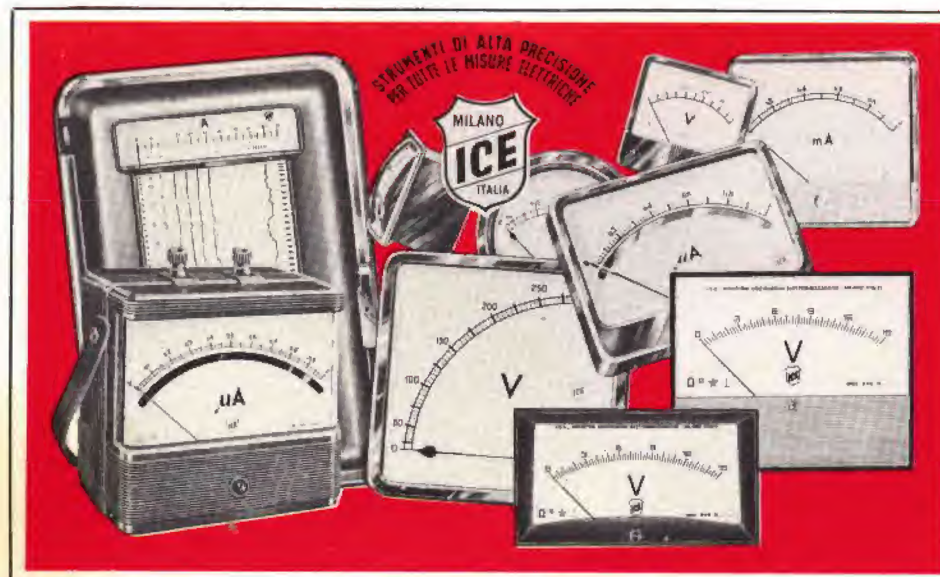
franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 8200** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6



VOLTMETRI
AMPEROMETRI
WATTMETRI
COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI
REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

PER STRUMENTI DA PANNELLO, PORTATILI E DA LABORATORIO RICHIEDERE IL CATALOGO I.C.E. 8 - D.



Supertester 680 R / ATTENZIONE !! R come Record

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

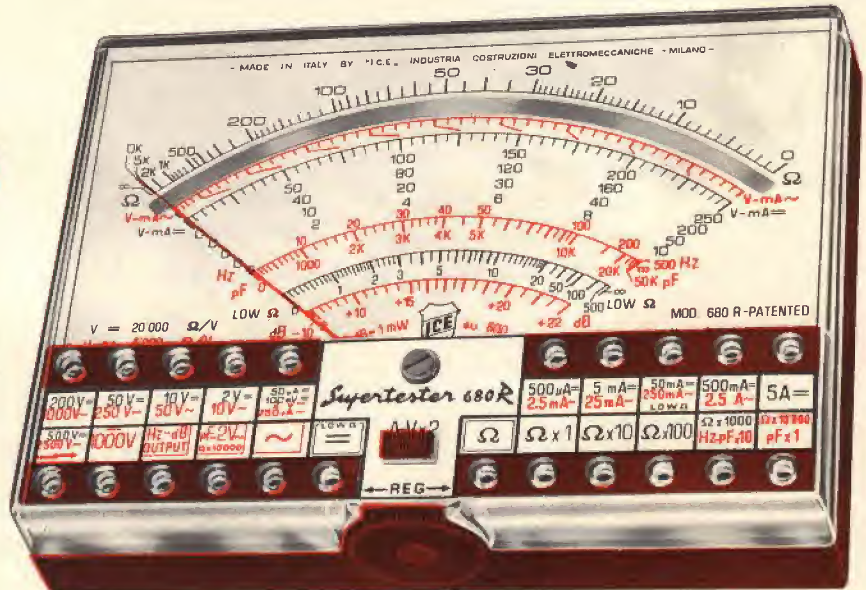
4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!



Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!



10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.:	**11 portate:**	da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.:	**13 portate:**	da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.:	**12 portate:**	da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.:	**10 portate:**	da 200 μA a 5 Amp.
OHMS:	**6 portate:**	da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA:	**1 portata:**	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	**6 portate:**	da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50 000 μF in quattro scale.
FREQUENZA:	**2 portate:**	da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA:	**9 portate:**	da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS:	**10 portate:**	da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura**.

Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.

PREZZO SPECIALE propagandistico franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E. Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. Completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.



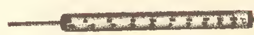
PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



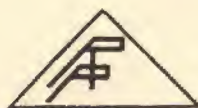
SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C



SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: **I.C.E.** **VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6**



VOLTMETRO ELETTRONICO mod. R.P. 7/E

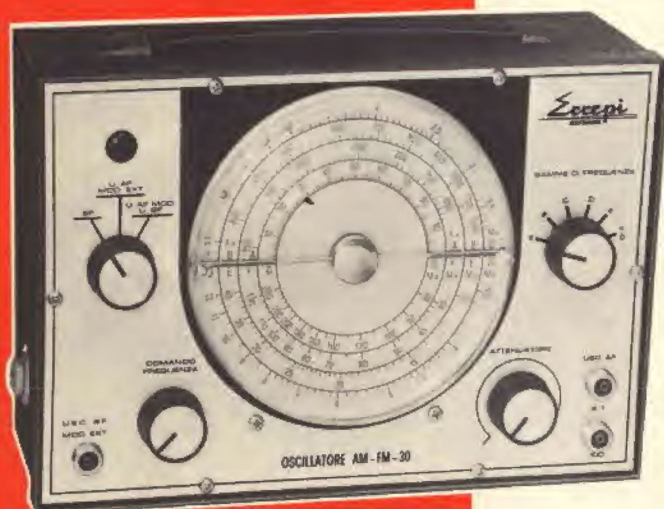


Questo voltmetro è dotato di uno strumento di grandi dimensioni che permette una facile e precisa lettura. Data la sua alta impedenza di ingresso, il carico che viene applicato al circuito in prova è praticamente nullo. Costruito su circuito stampato. Leggero e robusto nella costruzione, semplice nell'impiego come un normale analizzatore. Dimensioni: 180x150x180 mm

CARATTERISTICHE TECNICHE

V=	1,5	5	15	50	150	500	1500	30K
V∿	1,5	5	15	50	150	500	1500	
Pico Pico	4	14	40	140	400	1400	4000	
Ohm	x 1 0÷1K	x 10 0÷10K	x 100 0÷100K	x 1K 0÷1M	x 10K 0÷10M	x 100K 0÷100M	x 1M 0÷1000M	
dB	−20+5	−20+16	−20+25	−20+36	−20+45	−20+56	−20+65	

OSCILLATORE MODULATO mod. AM - FM/30



Questo generatore, data la sua larga banda di frequenza, consente con molta facilità l'allineamento di tutte le apparecchiature operanti in onde medie, onde lunghe, onde corte ed in tutta la gamma VHF. Il quadrante delle frequenze, di grandi dimensioni, consente una facile lettura. Dimensioni: 250x170x90 mm.

CARATTERISTICHE TECNICHE

	A	B	C	D
GAMME	100÷400Kc	400÷1200Kc	1,1 ÷ 3,8Mc	3,5÷12Mc
	E	F	G	
GAMME	12 ÷ 40Mc	40 ÷ 130Mc	80÷260Mc	

Errepi
ELECTRONIC S.n.C.

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

VIA VALLAZZE, 95 - 20131 MILANO - TEL. 23.63.815

Sperimentare SELEZIONE RADIO - TV di tecnica
Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI
Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Editore: J.C.E. — Febbraio 1973

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Editore: **J.C.E.**

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason - Domenico Serafini
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli
Franco Simonini - Gloriano Rossi
Mauro Ceri - Arturo Recla
Gianfranco Liuzzi

Rivista mensile di tecnica elettronica ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello B. - Milano
Telef. 92.85.973

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 7856
del 21-6-72

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 650
Numero arretrato L. 1.300
Abbonamento annuo L. 6.500
Per l'Estero L. 9.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.

SSC
TXAL
2210
324B

I SOLI NEL MONDO...



Non siamo i soli costruttori di Triacs... tuttavia, noi siamo i soli nel mondo a offrire una gamma completa da 1 A a 200 A eff. Questo significa che ogni problema connesso con l'uso dei Triacs ci è familiare.

Per raggiungere questa gamma noi abbiamo sviluppato delle tecniche molto affidabili, risultato di due anni di Ricerca e di Sviluppo. Il nostro processo di « diffusione simultanea » delle giunzioni, doppio « sillonage », e « glassivazione » sono unici e non lasciano spazio alla mediocrità.

SETTE SAVI dominano questi « INVASORI ».
Un manager « Triacs ».
Due esperti in tecnologia.
Un specialista della caratterizzazione.
L'ingegnere della « diffusione » e della « glassivazione ».
Un tecnico per le applicazioni e un promotore Vendite.

INVASORI 73: i Triacs

Qualche applicazione... più la vostra...

I Triacs coprono molti campi di applicazione: avviamento e inversione di marcia dei motori, controllo semafori, circuiti temporizzatori, riscaldamento domestico e industriale, teleruttori e freni induttivi, ecc. regolazione di sorgenti luminose, controlli a velocità variabile, agitatori, macchine per cucire, condizionatori d'aria, lavatrici ecc.



Una di queste applicazioni: la soluzione moderna del riscaldamento domestico

Il riscaldamento per mezzo di resistenze incorporate negli zoccoli delle pareti o nel pavimento offre una soluzione semplice ed elegante di questo problema.

Un termostato permette di regolare la temperatura ai valori desiderati. L'utente potrà poi controllare la temperatura di ogni singola stanza per mezzo di un circuito di controllo a Triacs. Se si opererà sui Triacs con un controllo a « zero-tensione » si eviterà di creare disturbi parassiti nella rete elettrica domestica.

L'affidabilità dei Triacs SSC permetterà loro di essere installati... e poi dimenticati.

P.T.I.®

(TRIAC PLASTICO ISOLATO)

NELLE VERSIONI

3 AMP.		
6 AMP.		**200** V.
8 AMP.	CON	**400** V.
10 AMP.		**600** V.
15 AMP.		

DISPONIBILI ANCHE IN «CHIPS»



SILEC-SEMI-CONDUCTEURS
FILIALE ITALIANA:
Piazza Buonarroti, 32 - 20149 Milano - tel. 432314-4695594 - telex: 34558

QUADRIK

DISPOSITIVO PER EFFETTO QUADRIFONICO UK 180

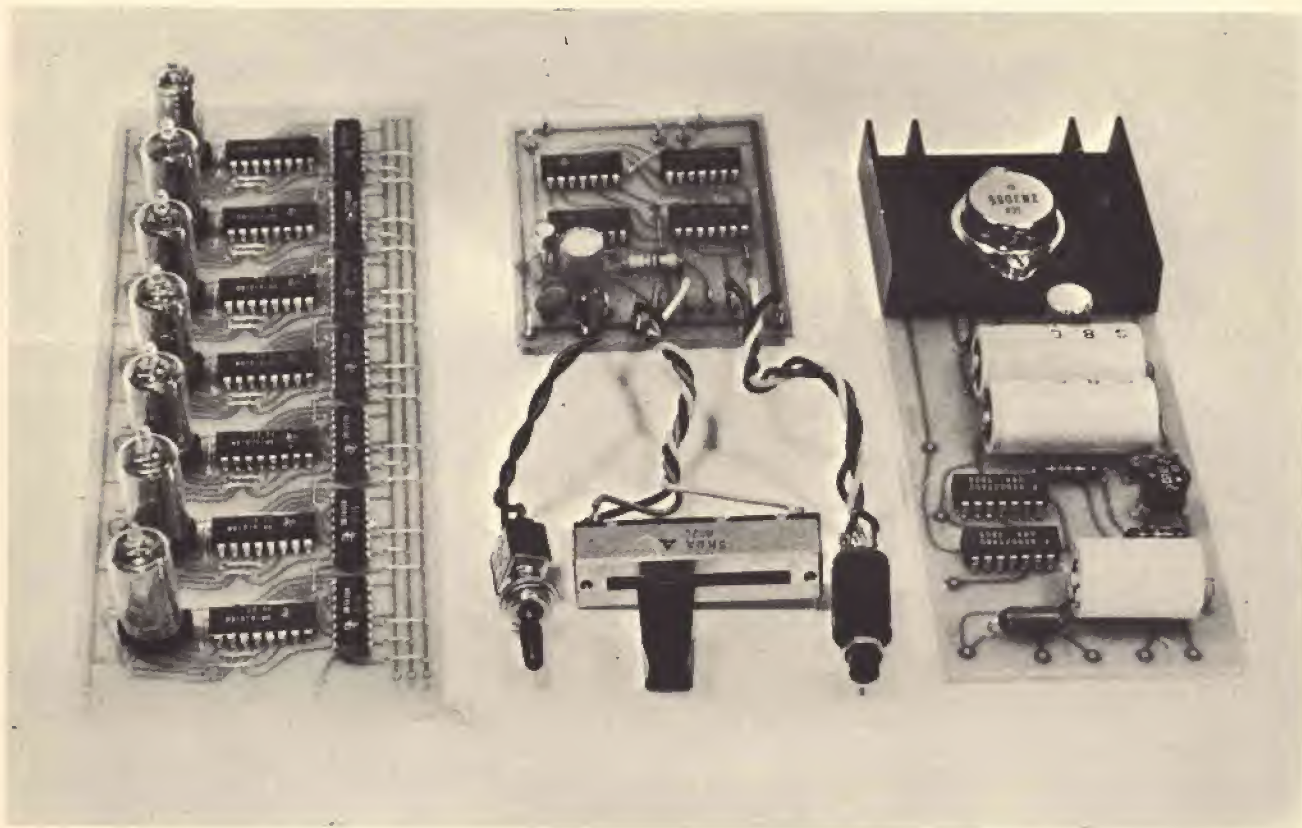
Questa nuova realizzazione AMTRON produce in modo semplice l'effetto quadrifonico. Può essere applicato a qualsiasi tipo di amplificatore ad alta fedeltà; utilizzando 4 casse acustiche l'apparecchio fornisce all'ascoltatore l'impressione di trovarsi al centro di una sala da concerto. Ciò si ottiene disponendo semplicemente dei normali dischi stereofonici. Con l'UK 180, in pratica, si forma un fronte sonoro costituito dai due canali stereofonici, mentre i diffusori retrostanti riproducono una miscelazione dei due canali, con la possibilità di variarne la fase ed attenuarne separatamente il livello dei diffusori frontali e posteriori.

Caratteristiche tecniche:

Impedenza dei due ingressi: 4 ÷ 8 Ω - Massima potenza d'ingresso per canale: 12 W - Impedenza delle quattro uscite: 4 ÷ 8 Ω - Posizioni di ascolto: normale/stereo - 4 fasi stereo - 4 fasi invertite stereo.
Regolazioni indipendenti per altoparlanti frontali ed altoparlanti posteriori.



Prezzo netto imposto L. 24.000



FREQUENZIMETRO DIGITALE A 7 CIFRE

prima parte **di Gianfranco LIUZZI**

Passo subito, senza preamboli, alla descrizione del progetto del frequenzimetro. Stavolta però, devo confessarlo, lo faccio molto volentieri in quanto si tratta di una realizzazione che mi sta molto a cuore. Per la sua progettazione ho infatti affrontato lunghe ore di prova, spesso vane, al fine di ottenere qualcosa di molto semplice e nel contempo funzionale, ma soprattutto originale. Che non fosse insomma la ennesima riedizione del frequenzimetro digitale pubblicato dalla rivista tedesca VHF COMMUNICATIONS. I risultati però mi hanno ripagato di tutte le fatiche.

Il frequenzimetro che vi presento accoppia infatti, ad una banda passante che si estende dai 10 Hz ai 20 MHz ed oltre con integrati scelti (come vedremo in seguito), una buona sensibilità d'ingresso, regolabile con il potenziometro P1, inserito in un circuito del tutto inedito. Il tutto realizzato con un numero minimo di integrati, sfruttati al massimo: da ciò deriva ovviamente una notevole economicità di realizzazione.

Comprando infatti tutti i componenti nuovi, come precisato nello apposito elenco, non si superano al massimo le L. 45.000.

Come vedremo in seguito, tale cifra può ancora essere ridotta se ci si accontenta di effettuare la lettura su di un numero di cifre inferiore alle sette da noi previste.

Vediamo ora di capire come vanno le cose nei vari blocchi del circuito, iniziando naturalmente da quello di ingresso, che nei frequenzimetri digitali assume una importanza particolare.

Ad esso è infatti affidata la duplice funzione di convertire il segnale in ingresso di forma qualsiasi in una buona onda quadra, necessaria per comandare i circuiti contatori; inoltre esso deve adeguare il livello del segnale in ingresso a quello di scatto del circuito formatore di onda suddetto.

Riferendoci allo schema elettrico di fig. 1 notiamo in ingresso un transistore del tipo 2N709, scelto per la sua notevole velocità di commutazione, che lo rende adatto a

Fig. 1 - Schema elettrico dello stadio d'ingresso e circuito delle porte logiche.

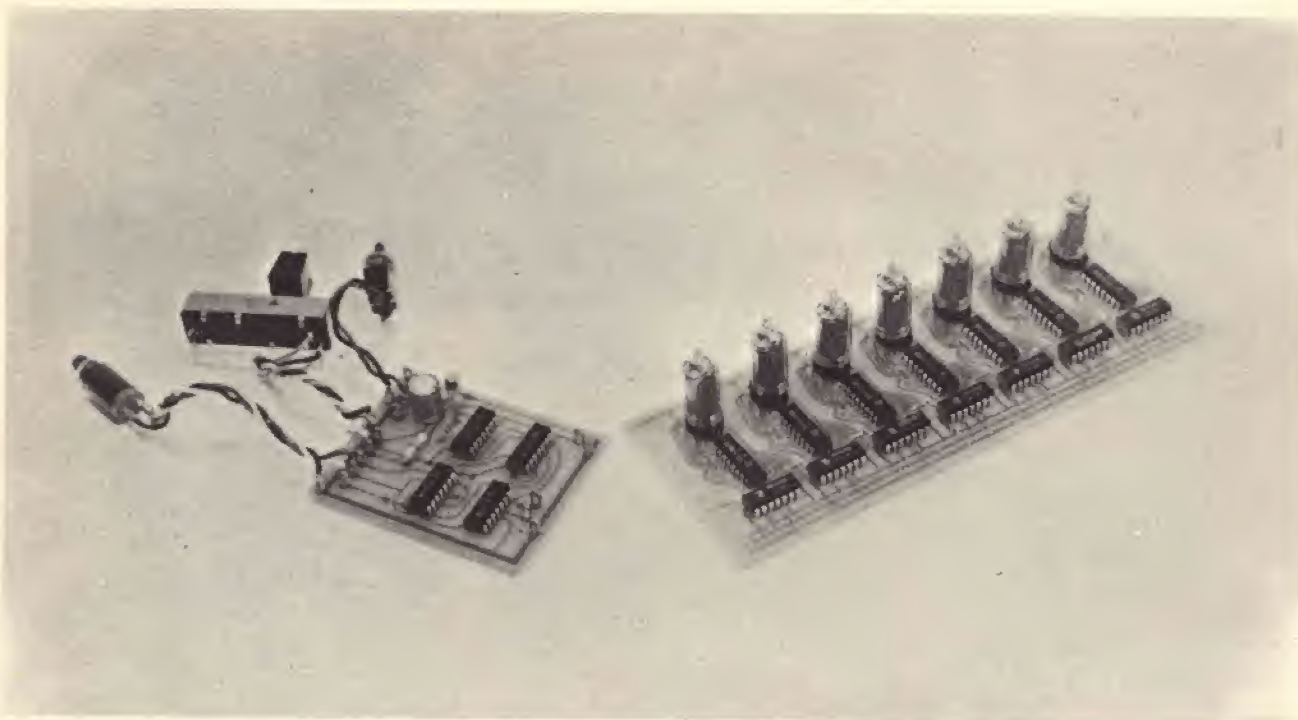
funzionare egregiamente anche a frequenze alte, dell'ordine dei 20 MHz ed oltre, come quelle effettivamente misurabili dal nostro frequenzimetro.

La sua funzione precipua è di adeguare il livello del segnale in ingresso a quello di scatto, come dicevamo prima, delle porte logiche contenute nell'integrato SN7413. Tale transistore ha la polarizzazione di base non fissa, ma variabile tramite il potenziometro P1, che in pratica agisce come un controllo di sensibilità: è sufficiente infatti inserire un segnale in ingresso e regolare P1 fino a vedere apparire sulle nixie l'indicazione della frequenza misurata. In particolare, una volta effettuata tale regolazione non sarà più necessario ripeterla di frequente, in quanto il circuito continuerà a funzionare perfettamente per qualsiasi variazione del segnale in ingresso, sia in ampiezza che in frequenza, sempre che non vada al di sotto del valore minimo inizialmente predisposto su P1.

Per la cronaca il valore minimo del segnale in ingresso per cui si ha un funzionamento stabile del circuito d'ingresso è di 20 mV su

I MATERIALI DI FIG. 1	Numero di Codice G.B.C.	Prezzo di Listino
R1-R8 : resistori 33 kΩ	DR/6203-33	24
V1-V7 : valvoline nixie ZM1336K	VL/3088-05	6500
IC1-IC7 : decadi SN7490	YY/8515-00	2000
IC8-IC14 : decodifiche SN74141	YY/8516-60	3100
KK1 : circuito stampato	—	2000

Fig. 2 - Schema a blocchi del circuito delle porte.



Vista posteriore del circuito d'ingresso e di conteggio dimostrativo del montaggio degli integrati.

tutta la gamma di frequenze misurabili. Per cui, volendo chiarire quanto detto prima, poniamo in ingresso ad esempio un segnale di ampiezza e frequenza all'incirca note, fornibili da un generatore di segnali. Regoliamo quindi il potenziometro P1 fino ad ottenere la lettura sulle nixie: diciamo 100 kHz e dispari, ed una ampiezza di 100 mV.

Bene, possiamo ora provare a variare sul generatore l'ampiezza e la frequenza del segnale, e vedremo che il frequenzimetro seguirà fedelmente tali variazioni, sempre che, ripetiamo, il livello del segnale stesso non scenda al di sotto dei 100 mV iniziali, nel qual caso sarà necessario ritoccare la posizione di P1 fino a riottenere la lettura sulle nixie.

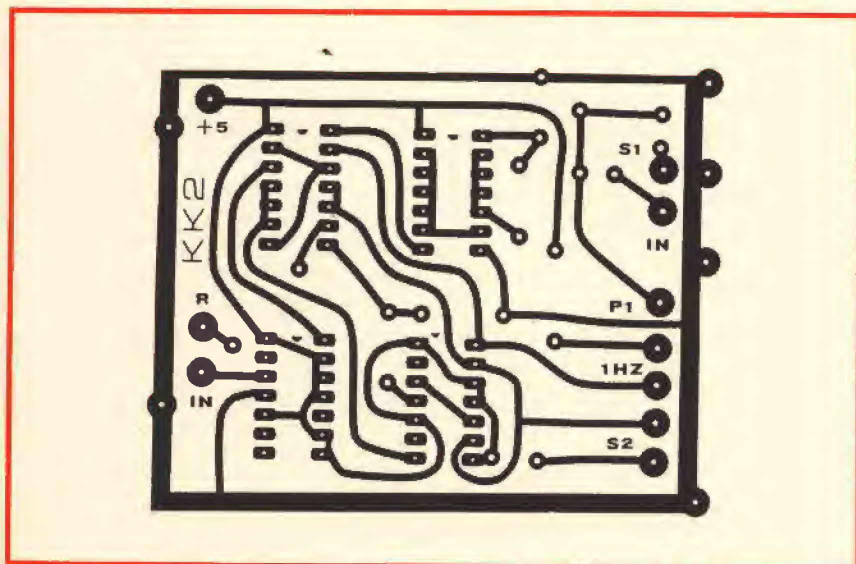


Fig. 3 - Circuito stampato di cui alla figura 1, visto dal lato rame. Scala 1 : 1.

A completamento di quanto sopra c'è da spiegare la funzione del commutatore doppio S1, in corrispondenza del quale ci sono le scritte kHz e MHz. Tale componente ha infatti una duplice funzione: con la sezione B esso provvede a far accendere automaticamente il puntino decimale tra la V5 e V6 nella posizione MHz e tra V2 e V3 nella posizione kHz, per indicare quali siano le cifre intere e quali le decimali nelle due gamme di misura. Con la sezione A, invece, esso provvede ad adeguare il segnale in ingresso al circuito formatore, in particolare per la gamma di frequenze basse inserisce un condensatore tra la base di T1 e massa al fine di eliminare tutti quei disturbi di frequenze alte che potrebbero falsare la misura. Vi consigliamo pertanto di non dimenticare di azionare tale commutatore, ponendolo di volta in volta in corrispondenza della gamma di frequenze da misurare.

E torniamo a seguire il segnale che si trova ancora all'ingresso dell'integrato SN7413, che è costituito internamente da due porte nand in circuito schmith trigger. La sua funzione, come abbiamo detto, è quella di «squadrare» il segnale in ingresso: in realtà è solo la prima

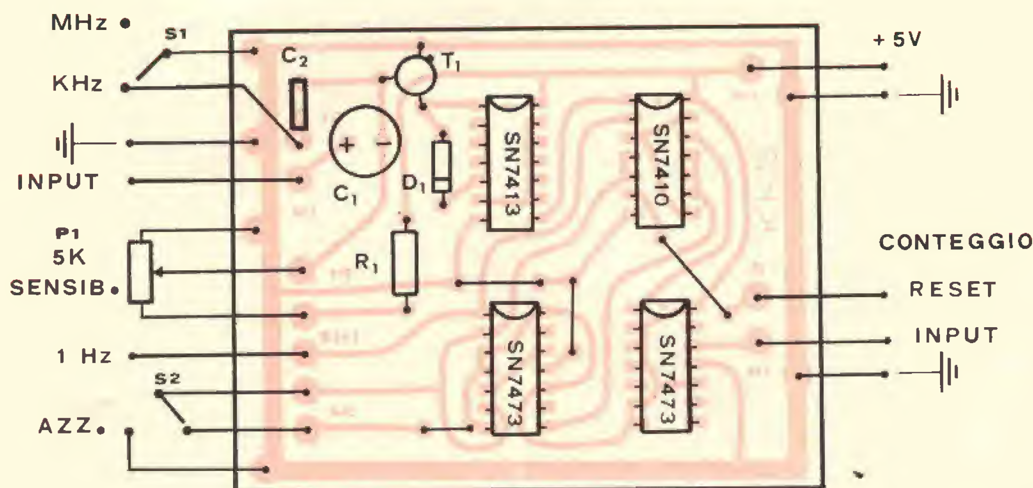


Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di cui alla figura 3 e indicazioni dei collegamenti esterni.

porta che adempie a questo compito, mentre la seconda si comporta solo da invertitore logico, per ottenere in uscita un segnale in fase con quello d'ingresso. Siamo così giunti al piedino 8 dell'SN7413, dove, come abbiamo detto, è presente il segnale d'ingresso «digitalizzato». Per comprendere ora meglio il circuito delle porte, che costituisce il cuore del frequenzimetro, portiamoci al circuito a blocchi di fig. 2, dove sono rappresentate le varie funzioni svolte dagli integrati SN7410 ed SN7473.

Il primo — SN7410 — è costituito da tre porte logiche del tipo NAND a tre ingressi.

Il secondo — SN7473 — è invece costituito da due flip flop, che svolgono la funzione di divisori per due del segnale presente al loro ingresso; tale tipo di integrato è presente con due esemplari nel nostro circuito di ingresso, e per un totale di tre flip flop, in quanto uno dei due integrati è usato solo per metà. Prima di esaminare il circuito delle porte, penso sia bene ricordare quale è la funzione logica svolta dalle porte NAND, e come la stessa sia stata da noi sfruttata.

Se chiamiamo con A, B, C i tre ingressi di una porta NAND e con D la sua uscita, avremo che la porta medesima ci fornirà in uscita un segnale dato dal prodotto logico dei tre segnali in ingresso:

$$D = \frac{6}{A \cdot B \cdot C}$$

Ricordando che nell'aritmetica binaria si considerano solo le cifre 0 ed 1 e che la linea continua posta sul prodotto A B C indica l'inversione logica del risultato dell'operazione, possiamo vedere, con un esempio pratico, di comprendere il funzionamento di tale porta, magari considerando il nostro caso particolare, per comodità.

Immaginiamo allora che agli ingressi B e C siano presenti dei segnali corrispondenti all'1 logico, ovvero che sia B = 1 e C = 1; in A invece sia presente un segnale



Circuito di conteggio nella versione completa a 7 cifre (vedi testo).

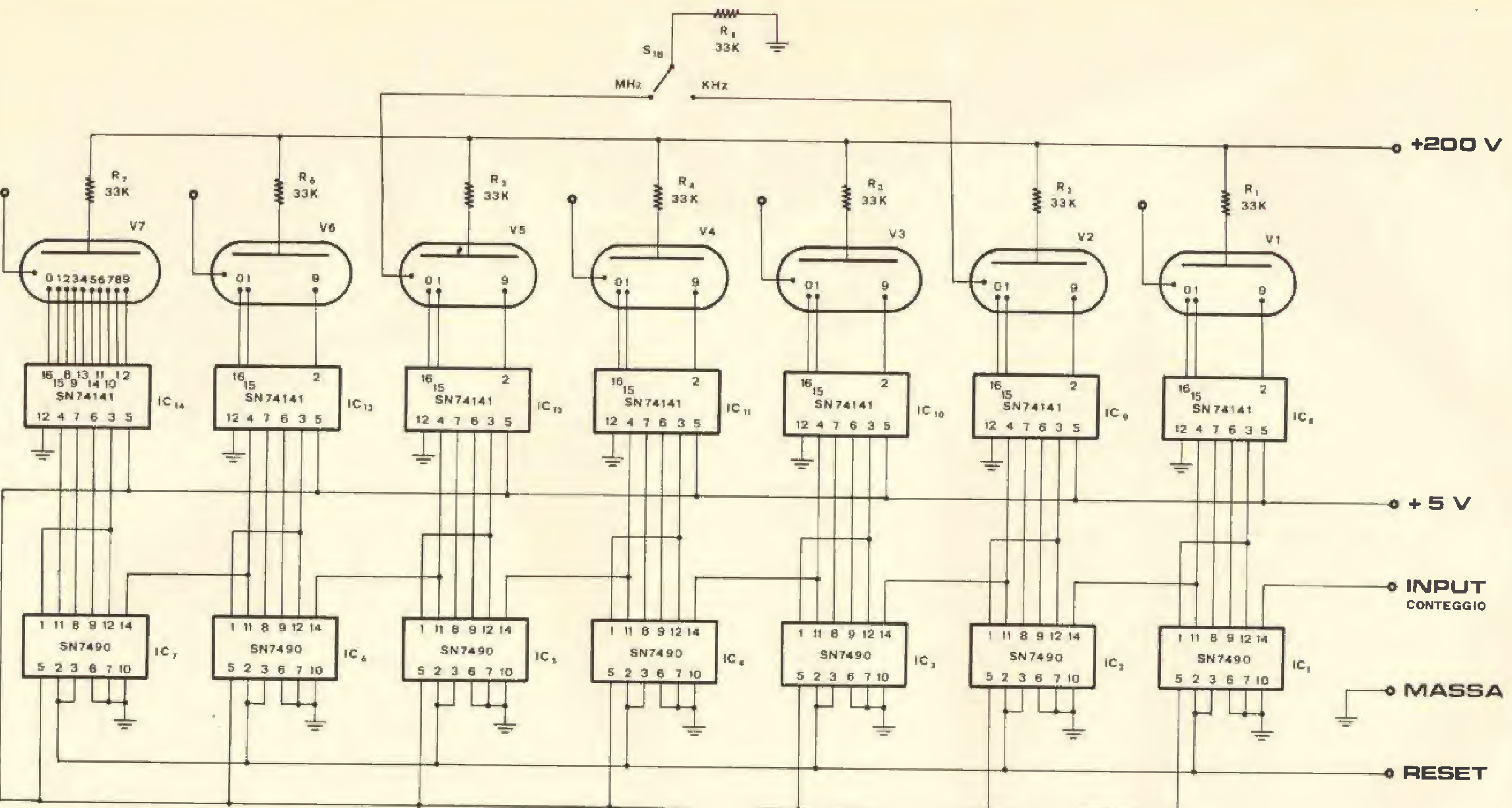


Fig. 5 - Schema elettrico del circuito di conteggio.

I MATERIALI DI FIG. 5	Numero di Codice G.B.C.	Prezzo di Listino
C1 : elettrolitico 100 μF 16 V	BB/2987-10	86
C2 : ceramico 20 nF	BB/1440-20	36
R1 : resistore 4,7 kΩ	DR/6202-47	24
P1 : potenziometro 5 kΩ lin.	DP/0812-47	630
D1 : diodo al silicio 1N914	YY/8500-50	120
T1 : transistore al silicio 2N709	YY/5050-56	1040
integrato SN7413	YY/8514-26	1200
integrato SN7410	YY/8514-20	720
integrato SN7473 (N. 2)	YY/8514-86	1540
S1 : commutatore doppio a levetta	GL/3391-00	1840
S : deviatore a pulsante	GL/0240-00	1190
KK2 : circuito stampato	—	1000

che assume lo 0 o l'1 logico alternativamente, ad esempio 100 volte al secondo, ovvero, come suol dirsi un segnale a 100 Hz digitalizzato, simile, guarda caso a quello ottenibile al piedino 8 dell'SN7413, ponendo in entrata un segnale a 100 Hz qualsiasi. In uscita dalla porta NAND avremo, come detto, un segnale

$$D = \overline{A \cdot B \cdot C} = \overline{A \cdot 1 \cdot 1} = \overline{A}$$

cioè un segnale di fase opposta, per la presenza del segno di inversione logica, ma di frequenza eguale a quella del segnale in ingresso. Ripetendo in parole povere, e con riferimento al circuito di fig. 2, quando ai terminali 2 e 13 della porta NAND numero 1 abbiamo un 1 logico, in uscita ritroviamo il segnale proveniente dal circuito d'ingresso, pronto per essere visualizzato dal circuito contatore. In teoria, poiché al piedino 2 è applicato un segnale ad 1 Hz, mentre il piedino 13 possiamo considerarlo a livello 1 durante il tempo del campionamento, in uscita avremo un numero di impulsi pari alla frequenza del segnale da misurare. E si comprende facilmente che inviando tale treno di impulsi ad un normale circuito contatore decimale, questo conterà e visualizzerà sulle nixie proprio la frequenza del segnale in ingresso. Tale numero resterà fisso sulle nixie finché non giunge l'impulso di azzeramento, che azzera il circuito di conteggio e lo prepara a ricevere un altro treno di impulsi da visualizzare. In pratica le cose sono un poco più complicate, perché prima di tutto è necessario coordinare i vari impulsi presenti agli ingressi della prima NAND in modo che i terminali 2 e 13 siano contemporaneamente allo stato 1, ed inoltre che tale condizione si ripeta ad intervalli di tempo eguali per ottenere la ripetizione automatica della misura. Ancora è necessario inserire tra una misura e l'altra l'impulso di azzeramento, con il compito sopra descritto. Infine bisogna fare in modo — e questa è la parte più difficile — che il tutto funzioni. Nel nostro circuito abbiamo ottenuto tutto ciò campionando il segnale in ingresso

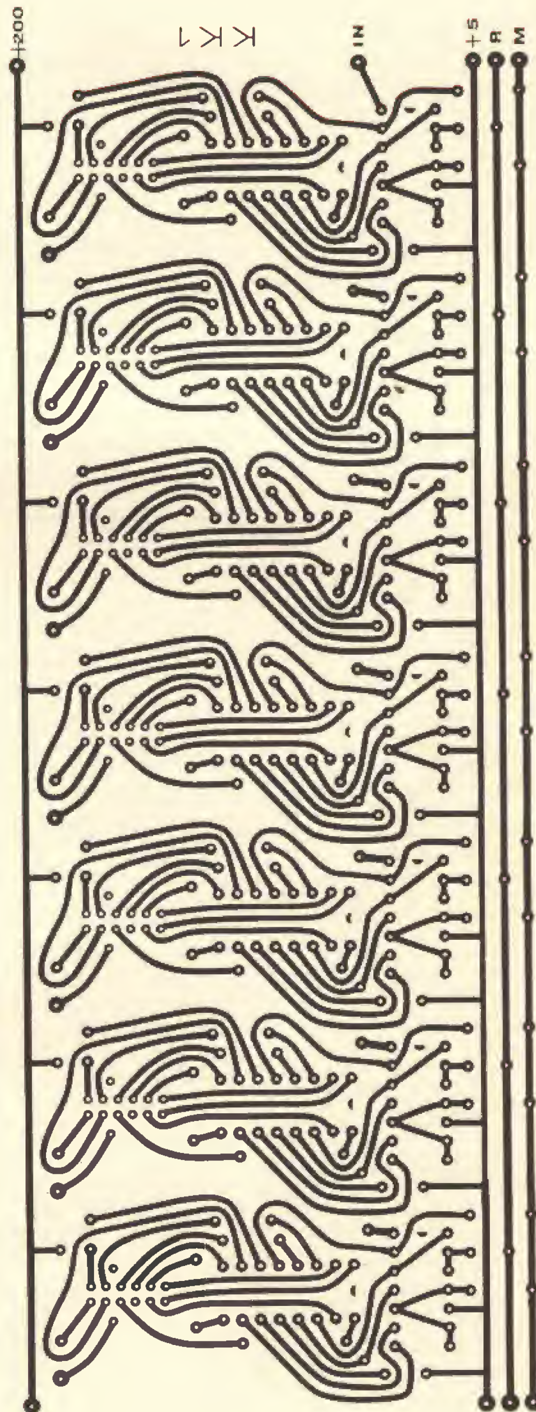


Fig. 6 - Circuito stampato, di cui alla figura 5, visto dal lato rame. Il disegno è in scala 1 : 1.

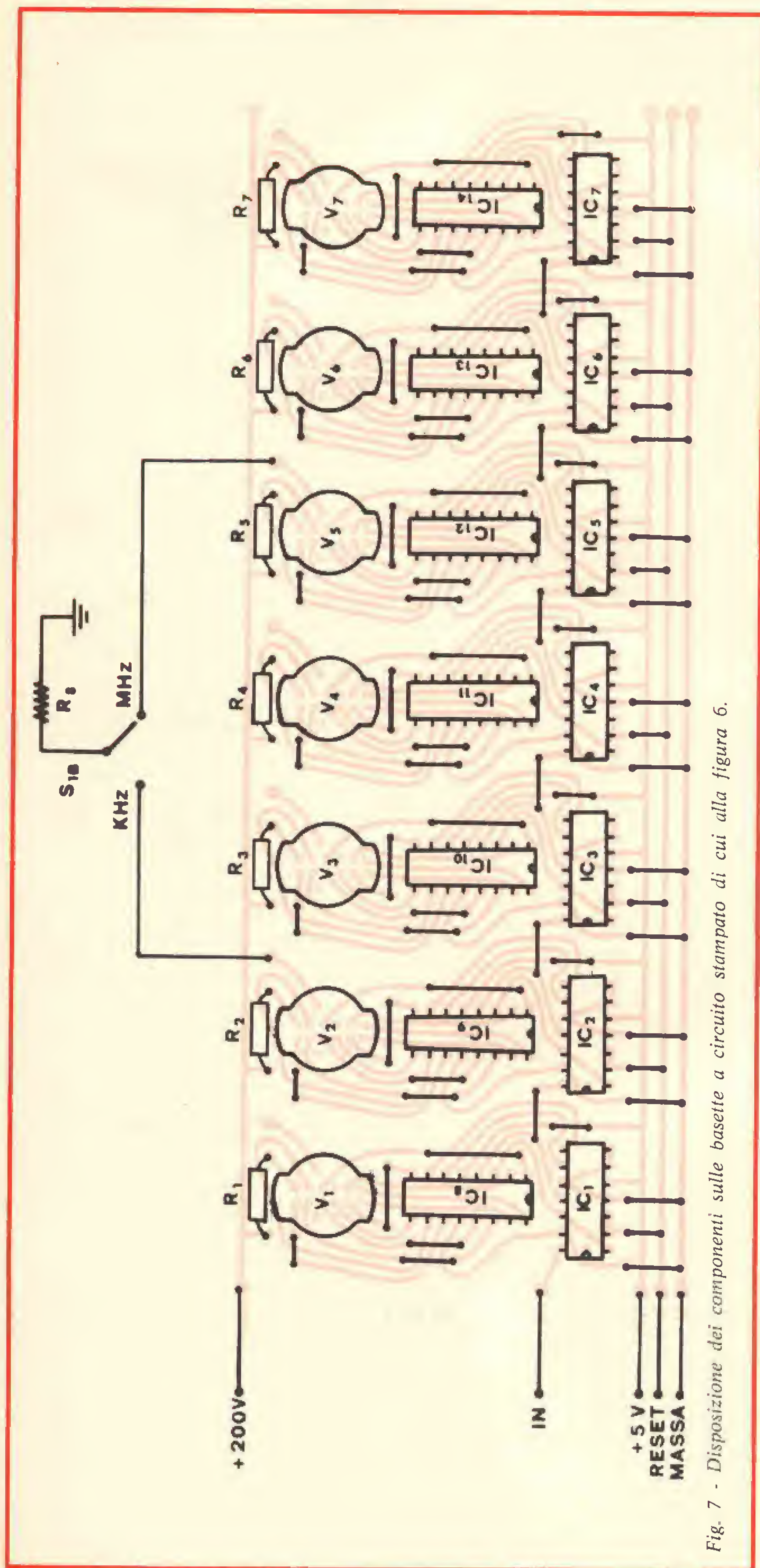


Fig. 7 - Disposizione dei componenti sulle basette a circuito stampato di cui alla figura 6.

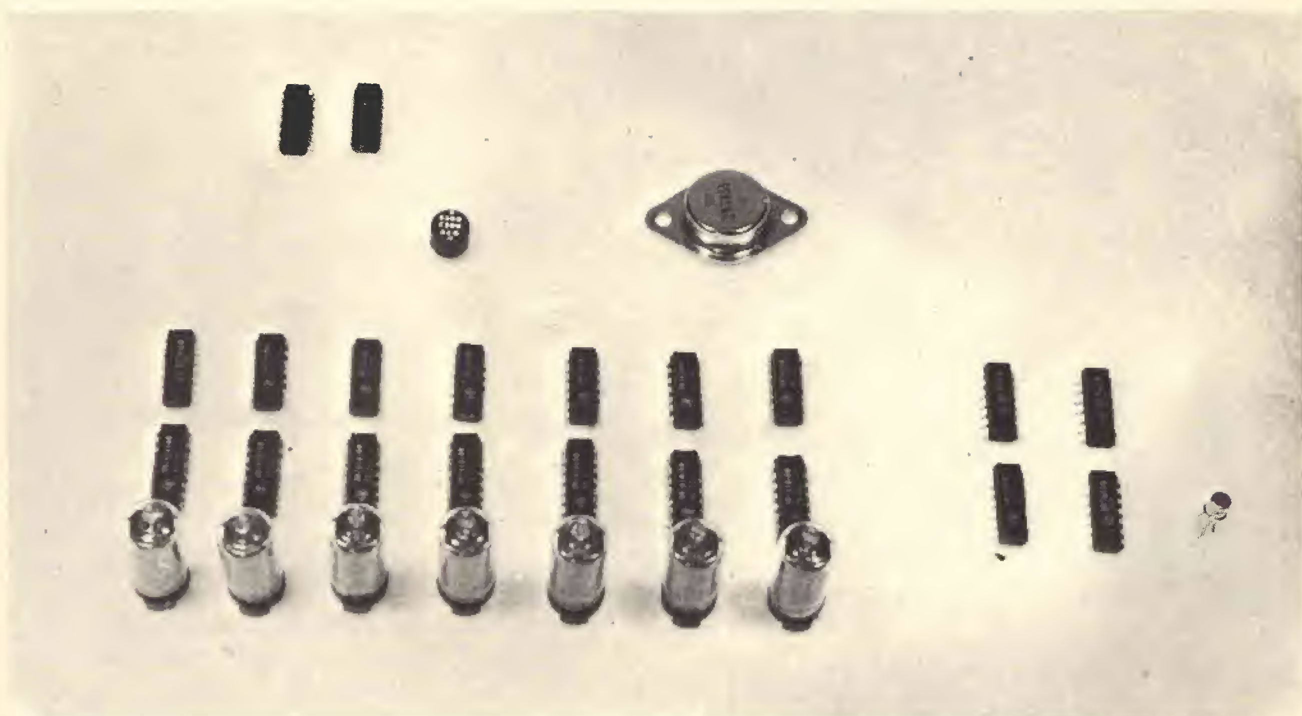
2 volte e quindi dividendo il segnale in uscita dalla prima NAND per due, tramite il flip flop numero 3, per riottenere la giusta frequenza di ingresso. Inoltre abbiamo previsto la ripetizione automatica della misura ogni 4 secondi. Il tempo di visualizzazione della frequenza misurata è di 1 secondo. Tutto questo significa che, osservando le nixie, voi vedrete un rapidissimo susseguirsi di numeri che si bloccherà per indicare la frequenza misurata, per il tempo di un secondo. Quindi le nixie si azzereranno e dopo 3 secondi si ripeterà quanto sopra.

Naturalmente tutto questo se il montaggio sarà eseguito correttamente, ma forse è ancora presto per parlarne.

E' anche previsto un pulsante per l'azzeramento manuale che in pratica serve a resettare il circuito di conteggio ed anche i flip flop presenti nel circuito delle porte. Esso può risultare utile nel caso che tra una misura e l'altra sia cambiata la frequenza da misurare in corrispondenza dell'istante di campionamento, per cui il circuito fornirebbe inevitabilmente un valore errato. In tal caso è sufficiente premere il pulsante per annullare tale misura e mettere il frequenzimetro in condizioni di ripetere subito la misura, senza dover attendere la visualizzazione del valore errato e quindi l'intervallo di tre secondi prima della lettura successiva.

In fig. 3 è riportato il circuito stampato relativo al circuito d'ingresso, che abbiamo denominato KK2. In figura 4 è invece riportato lo schema di cablaggio del circuito suddetto e le indicazioni dei collegamenti esterni alla basetta del circuito stampato.

Ma veniamo ora al secondo blocco del nostro frequenzimetro, costituito dal circuito contatore e visualizzatore decimale. Esso è costituito da 7 decadi di conteggio del tipo SN7490 con relative decodifiche decimali SN74141 atte a pilotare le nixie ad alta tensione ZM1336K. Su questo circuito di conteggio penso non ci siano molte parole da spendere, in quanto ne abbiamo già parlato diffusamente a proposito dell'orologio digitale realizzato dall'AMTRON e da noi



Semiconduttori e nixie necessari alla realizzazione del frequenzimetro digitale a sette cifre.

pubblicato sul numero 11 del 1972. Riferendoci allo schema elettrico di fig. 5 c'è solo da notare la sezione B del doppio commutatore S1, che provvede a selezionare la posizione della virgola in corrispondenza della gamma di frequenze da misurare.

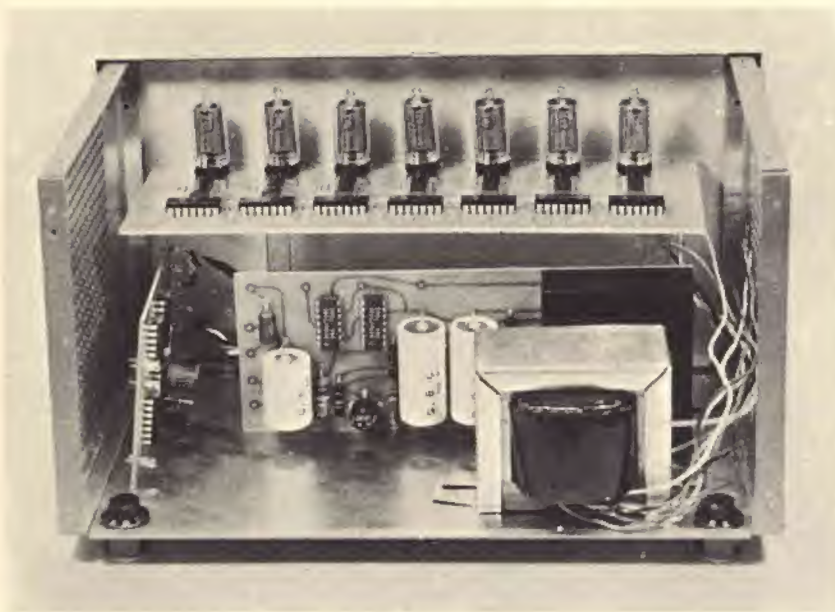
Ancora, volendo ricordare a grandi linee il funzionamento delle decadi di conteggio, potremmo dire che si tratta di un particolare tipo di contatori logici che forniscono un impulso in uscita ogni dieci impulsi applicati al loro ingresso; compiono in poche parole una divisione per dieci della frequenza del segnale in ingresso. Contemporaneamente essi rendono disponibili in appositi terminali di uscita, dei segnali logici in codice binario, relativi al procedere del conteggio. Tali impulsi sono inviati, come si vede dallo schema, ad opposite decodifiche che provvedono a convertire tali impulsi dal codice binario al decimale, ed a comandare i tubi indicatori che in ultima analisi ci forniranno una indicazione del conteggio medesimo.

Come si può facilmente vedere, volendo ottenere una lettura massima di 20 MHz, con una risoluzione di 10 Hz, che corrisponde anche alla minima frequenza misurabile, avevamo bisogno proprio di 7 cifre. Però, come dicevamo in precedenza, se vi accontentate di partire da una frequenza minima di 1000 Hz potete tranquillamente eliminare le nixie V1 e V2 e le decodifiche relative, ottenendo un ulteriore risparmio nella realizzazione del vostro prototipo. Nessuna altra modifica è necessaria per il buon funzionamento del circuito. Egualmente se vi accontentate di una frequenza massima di misura di 999 kHz potete eliminare le V6 e V7 con relative decodifiche, ed in questo caso anche le decadi IC6 ed IC7, ottenendo un notevole risparmio. Come vedete si tratta di un circuito veramente flessibile che ben si adatterà alle vostre particolari esigenze.

Qualcuno di voi avrà notato una importante differenza tra il nostro ed altri circuiti di conteggio sempre relativi a frequenzimetri digitali, e cioè la mancanza delle cosidette memorie, del tipo SN7475 per intenderci. Desidero precisare innanzi tutto che la funzione di queste memorie è di rendere visibile il risultato della operazione di conteggio per tutto il tempo intercorrente fra una misura e la successiva, e non solo per una frazione di esso come nel nostro caso.

Se abbiamo preferito ometterle nel nostro circuito è stato in seguito a varie considerazioni, soprattutto di carattere economico, in quanto adottandole avremmo aumentato il costo di un buon 30%, con vantaggi tutto sommato non adeguati, soprattutto perché abbiamo notato che in un secondo, anche se può sembrare poco, si ha tutto il tempo di effettuare la lettura delle nixie, anche alle più alte frequenze di conteggio, cui corrisponde il maggior numero di cifre significative. Riguardo ai terminali di uscita, abbiamo il + 200 V che andrà collegato al circuito alimentatore e base dei tempi che presenteremo, per ragioni di spazio, nel prossimo numero; lo stesso per il + 5 V e per la massa che andranno anche collegati alla basetta di ingresso. Ad essa andranno anche collegati i terminali di input cui giungono gli impulsi da contare, e di reset cui invece è applicato lo impulso di azzeramento di tutti i contatori.

In fig. 6 è invece riportato il circuito stampato relativo allo schema di fig. 5, da noi denominato KK1.



Disposizione sommaria dei tre circuiti e del trasformatore di alimentazione in un contenitore AMTRON. Nel prossimo numero prenderemo in considerazione anche la foratura.

In fig. 7 è infine riportato il piano di montaggio relativo al circuito KK1. E' inutile raccomandarvi di montare gli integrati facendo attenzione alla tacca di riferimento e di inserire tutti i ponticelli indicati, realizzati con filo rigido, possibilmente argentato o stagnato, dello spessore massimo di 0,6 mm. Particolare attenzione va anche rivolta all'inserimento delle valvoline nixie, dotate di ben 14 piedini, molto vicini fra di loro: prima di procedere alla saldatura dei medesimi assicuratevi che tutti siano infilati nei fori esatti e che non ne sia rimasto qualcuno ripiegato al di sopra del circuito stampato.

Terminiamo ora questa chilometrica descrizione. La riprenderemo senz'altro il mese prossimo, parlando del circuito alimentatore e base dei tempi che presenta altre piacevoli novità, anche dal punto di vista della economicità di realizzazione, ed anche del piano generale di montaggio e finitura in scatola professionale del circuito completo.

I circuiti stampati di questo frequenzimetro digitale, realizzati in laminato vetro epossidico G10 con rame dello spessore di 35 micron, possono essere richiesti direttamente a Gianfranco Liuzzi, Via Garibaldi 25 - 70125 BARI alle seguenti condizioni:
Circuito stampato KK1 L. 2.000
Circuito stampato KK2 L. 1.000
Nei prezzi sopra indicati sono comprese le spese di spedizione.
I versamenti possono essere effettuati inviando denaro contante, assegno, vaglia postale oppure utilizzando il c/c postale n° 13/11075.

LEZIONI IN CASSETTA

La Oxford University Press ha creato una società di produzione, la Oxford Visual Production, che, associata a Princital (altra società inglese di produzione), prepara un programma audiovisivo. Si tratta dell'Oxford Visual History of 20th Century. Il programma, destinato alle classi superiori, è composto di 24 cassette di trenta minuti ciascuna, riservate alla storia mondiale del ventesimo secolo. Le cassette saranno accompagnate da una serie di dodici libri.

ISTRUZIONI MAGNETICHE PER AGENZIE DI VIAGGI

Dopo il successo dell'iniziativa olandese (ITI), ecco ora l'agenzia Cor-Com di Chicago che ha deciso di affittare alle agenzie di viaggi un «lettore» Sony e delle cassette destinate ai loro clienti. Un programma intitolato «See and Go» (Vedere e partire) è già stato diffuso a mille agenzie degli Stati Uniti. La propaganda dei programmi è a favore di linee aeree, di località di villeggiatura e di grandi alberghi.

TEMPORIZZATORE 2÷14 MINUTI A TRANSISTORE FET

a cura di E. WEBER

I classici temporizzatori a resistenza-capacità, come ben si sa, non permettono di ottenere lunghe durate di temporizzazione. Ciò spiega il perché ogni qual volta si desideri ottenere un temporizzatore a lunga durata si ricorra a dispositivi impieganti un discreto numero di semiconduttori.

Il circuito descritto in questo articolo, tuttavia, pur consentendo la realizzazione di un temporizzatore a lunga durata ha la particolarità di risultare molto semplice e ciò grazie all'impiego di un normalissimo transistore ad effetto di campo.

L'apparecchio comporta due gamme di temporizzazione, delle quali la più bassa presenta una precisione di ± il 5% e la più alta una precisione di ± il 10%. La temporizzazione massima del dispositivo è di 14 minuti primi.

LO SCHEMA DI PRINCIPIO

Come si può constatare dalla figura 1 il circuito presenta una semplicità tale da consentirne la realizzazione anche all'appassionato meno esperto.

La parte centrale del montaggio è rappresentata da un transistore ad effetto di campo 2N3819. La costante di tempo del circuito è assicurata dal condensatore C1 associato ai resistori serie R1, R2 e R3.

Il resistore R5 permette di ottenere una minima temporizzazione utilizzabile. La tensione che appare progressivamente ai capi di C1 è applicata per mezzo di R6 alla gate del transistore ad effetto di campo.

Come si sa, questi transistori, oltre ad una impedenza d'entrata molto elevata, non richiedono che una debole corrente: dell'ordine di 1 nA alla temperatura ambiente.

La tensione continua aumenta in concomitanza con quella del condensatore al tantalio C1 e la si ritrova, grazie a TR1, all'estremità del divisore di tensione formato da R8 ed R4.

La tensione ai capi di R8 viene applicata per mezzo di R9 alla gate del tiristore. Quando questa tensione raggiunge l'ordine di 0,5 V, il tiristore entra in conduzione ed aziona la suoneria.

Per arrestare il rumore della suoneria è sufficiente azionare l'interruttore S, che permette di scaricare, a mezzo dei resistori di basso valore R4 ed R5, il condensatore C1. Al momento della scarica di quest'ultimo, una tensione negativa, che appare ai capi di R5, viene avviata, via C2, alla gate del tiristore, sbloccandolo.

Il resistore variabile R8 permette così di regolare, o più esattamen-

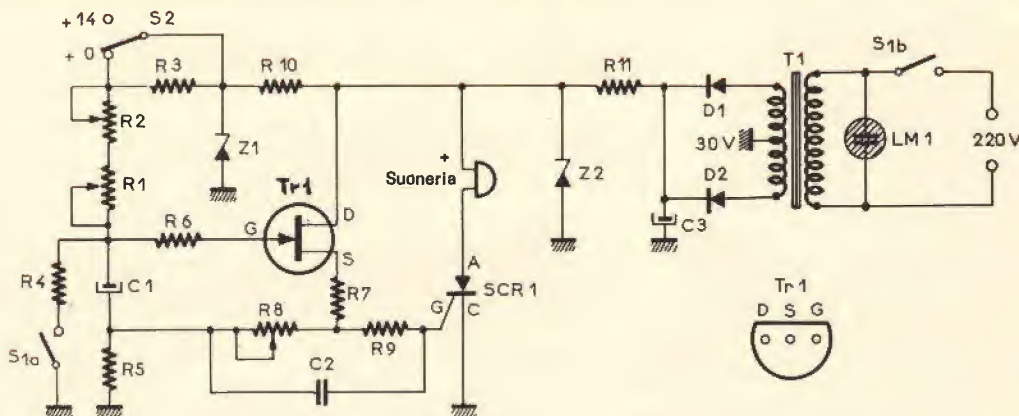


Fig. 1 - Schema elettrico del temporizzatore 2 ÷ 14 minuti impiegante un transistore FET ed un diodo controllato al silicio. La figura illustra la disposizione dei terminali del FET 2N3819 della Texas Instruments.

Fig. 2 - Esempio di cablaggio del temporizzatore; come si nota quasi tutti i componenti possono essere sistemati su una piastrina di bachelite.

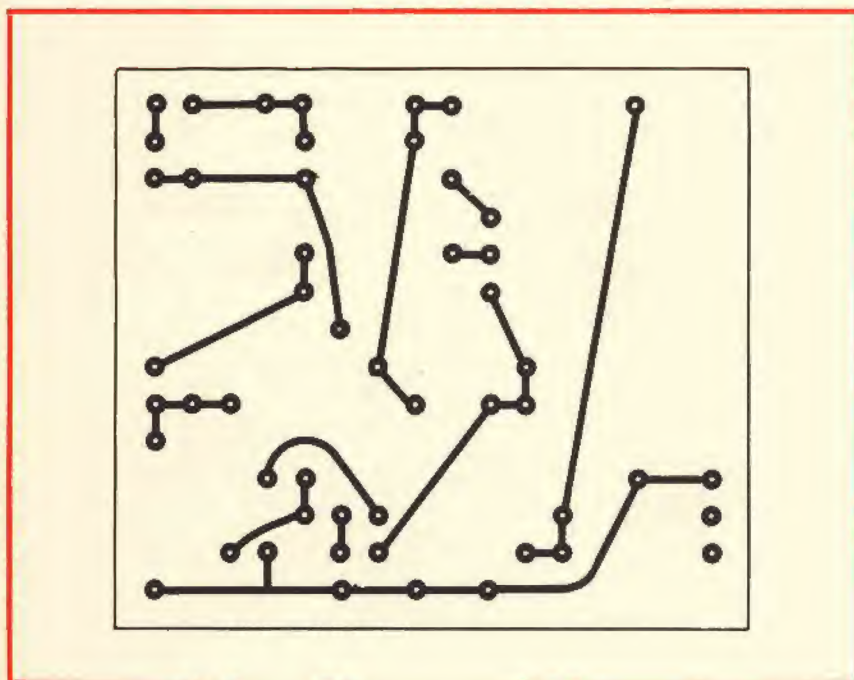


Fig. 3 - Piastrina di bachelite relativa al montaggio di figura 2 vista dal lato dei collegamenti.

te di stabilire, la massima durata di temporizzazione (14 o 15 minuti primi). Per analogia, il resistore variabile R1 serve a determinare la minima durata di temporizzazione. L'interruttore S2 ha il compito di selezionare le gamme; quando è aperto, la temporizzazione si eleva fino a 15 minuti, poiché il resistore R3 è inserito nel circuito RC; nel caso opposto il massimo spostamento di R2 può corrispondere a circa 2 minuti.

D'altra parte il valore adeguato di R3 è ottenuto a mezzo di due resistori da 10 MΩ collegati in parallelo. Il montaggio viene alimentato dalla rete. A questo scopo si utilizza un trasformatore di 220 V 2 x 15 V - 300 mA.

Per assicurare una valida precisione al temporizzatore, è necessario curare la stabilizzazione in tensione; solo così si ottiene un funzionamento regolare.

A tal fine è previsto un raddrizzamento a doppia alternanza, grazie ai diodi D1 e D2 e alla relativa capacità di filtraggio C3. La cellula di stabilizzazione R11-Z2 fissa la tensione di alimentazione a 15 V per la suoneria e TR1.

Una seconda cellula di stabilizzazione R10-Z1 procura una rigorosa tensione di 10 V, atta ad alimentare il circuito RC di temporizzazione. Una lampadina al neon, infine, segnala il funzionamento del dispositivo.

REALIZZAZIONE PRATICA

Questa operazione può essere condotta su qualsiasi supporto di montaggio, l'impiego di una piastrina perforata, tuttavia, faciliterà enormemente tutto il processo.

Tutti i componenti possono trovar posto sulla piastrina, ad eccezione del trasformatore di alimentazione e dei due interruttori. Sotto questo aspetto la fig. 2 illustra una disposizione pratica dei componenti, mentre la fig. 3 rappresenta i diversi collegamenti da effettuarsi dalla parte opposta della piastrina.

Va inoltre notato che il transistore a effetto di campo è molto fragile, per cui, durante il suo cablaggio, conviene prendere tutte le precauzioni necessarie e soprattutto fare attenzione alla disposizione dei terminali che varia a seconda del costruttore.

Tutti i resistori hanno una tolleranza di ± 5%.

A cablaggio effettuato, dopo aver confrontato e ricontrollato più volte il circuito al fine di accertarsi che tutto sia stato eseguito nel modo dovuto è sufficiente procedere alla verifica della apparecchiatura a mezzo di un orologio. Abbassando S1, e con S2 aperto, ci si deve assicurare che la temporizzazione raggiunga almeno i 16 minuti. In caso contrario, si deve diminuire il valore di R8. Ciò fatto, si controlla la temporizzazione e si regola R8 al fine di ottenere la più alta precisione possibile.

A questo punto non rimane che portare R2 al suo valore minimo, si chiude S2, e si controlla la temporizzazione. Se essa è inferiore ai 2 minuti si regola R1 per aumentarla leggermente.

Non rimane quindi altro da fare che stabilire le altre diverse graduazioni rispetto alle quali si ruoterà la manopola ad indice posta su R2.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	potenziometro lineare da 1 MΩ
R2	=	potenziometro lineare da 5 MΩ
R3	=	2 resistori da 10 MΩ in parallelo
R4	=	resistore da 100 Ω - ½ W
R5	=	resistore da 100 Ω - ½ W
R6	=	resistore da 47 kΩ - ½ W
R7	=	resistore da 15 kΩ - ½ W
R8	=	potenziometro a filo da 3 kΩ
R9	=	resistore da 10 kΩ - ½ W
R10	=	resistore da 470 Ω - ½ W
R11	=	resistore da 220 Ω - 1 W
C1	=	condensatore al tantalio da 220÷250 µF - 15 V
C2	=	condensatore da 10 nF
C3	=	condensatore elettrolitico da 500÷750 µV - 25 V
Z1	=	diodo zener da 10 V - 1,5 W - BZY95/C10
Z2	=	diodo zener da 15 V - 1,5 W - BZY95/C15
D1	=	diodo BY126 o BY127
D2	=	diodo BY126 o BY127
T1	=	transistore ad effetto di campo 2N3819 (Texas Instruments)
SCR1	=	tiristore 1A/50÷100 V
LM1	=	lampadina al neon
T1	=	trasformatore d'alimentaz. 220 V/2 x 15 V - 300 mA
Suoneria da 12 V		

ECCITATORE TRASMETTITORE AT 201 PER LA BANDA DEI 144 MHz

a cura di I2 JJK

Fig. 1 - Materiale necessario a preparare un trasmettitore sui 144 MHz da circa 12 W effettivi di uscita con una spesa modica e la possibilità di operare a VFO ed a cristallo agendo con il commutatore.

Nelle possibilità che si offrono oggi al novizio del radiantismo, all'«OM» con nominativo IW abbiamo accennato in altri articoli. Vediamo ora di descrivere invece degli apparati che possono interessare ed invogliare a realizzazioni pratiche, di non eccessivo impegno, di facile messa a punto, di buona resa e.. di costo accessibile.

La STE di Milano produce un eccitatore-trasmettitore che con il tubo QQE 03/12 permette quei 10 W effettivi di uscita che costituiscono il limite della recente concessione del Ministero PTT per il trasmettitore «liberamente trasferibile» senza autorizzazione preventiva sul territorio nazionale.

Si tratta di una realizzazione interamente a tubi elettronici, ma ciò non deve fare pensare a delle limitazioni per l'alimentazione. Ricordiamo al riguardo che abbiamo già descritto un invertitore da 100 W a transistori che può benissimo alimentare questo trasmettitore ed il relativo modulatore AM.

Basta avere a disposizione una batteria d'auto e si ottiene subito una buona autonomia.

Scusate se vi pare poco, tenuto conto che l'impiego dei tubi elettronici sotto molti aspetti è più agevole, più sicuro e soprattutto meno costoso. Cifre alla mano:

— il Tx AT 201 completo di valvole ed un quarzo costa circa 17.000 lire.
— il modulatore da 10 W completo di valvole costa circa 9.000 lire
— il trasformatore di modulazione costa 3.000 lire.
— l'alimentatore da rete completo di raddrizzatori e filtro costa circa 6.000 lire.

Totale circa 35.000 lire.

Arriviamo ad un 50.000 lire aggiungendo uno degli ottimi contenitori recentemente preparati per i suoi clienti, dalla G.B.C., e qualche accessorio (manopole, uno strumentino ecc.).

Vale la pena di farci un pensierino. Tanto più che i tubi elettronici reggono i sovraccarichi molto meglio dei transistori e non si corrono rischi di far «partire» questi ultimi per pura sbadataggine.

Aggiungiamo che la realizzazione è stata poi curata con dei telaietti frutto di una vasta esperienza (sono in produzione da vari anni), di dimensioni ridotte e facilmente assemblabili; le dimensioni complessive e la dissipazione di calore non sono paragonabili con un circuito allo stato solido, ma il «distinguo» si ferma qui.

Tutte le altre prestazioni sono più che valide e appetibili e convenienti per tutti i principianti in particolare.

Tanto più che è possibile pilotare il Tx con facilità non solo a cristallo ma anche a V.F.O. con una lieve modifica che può venire incorporata nel trasmettitore tramite una delle vie del commutatore di scelta dei cristalli che può riservare, come logico, una posizione per il V.F.O.

SCHEMA ELETTRICO DEL TRASMETTITORE ECCITATORE AT 201

Il trasmettitore AT 201 è realizzato con tre tubi di cui uno (la ECF 80) a doppia sezione pentodo e triodo. In tutto quindi quattro stadi di cui l'ultimo di potenza realizzato con un tubo speciale per uscita in controfase la QQE 03/12.

L'oscillatore è del tipo «overtone» specialmente adatto per duplicare o triplicare il segnale immesso in griglia. La reazione è realizzata tramite il circuito catodico tramite il partitore capacitivo composto dai due condensatori fissi di tipo ceramico da 22 e 100 pF. La polarizzazione in classe C è assicurata da un resistore di ben 47 kΩ che permette un basso angolo di circolazione della corrente anodica e per conseguenza un buon rendimento alla moltiplicazione di frequenza.

La griglia schermo è alimentata tramite un resistore da 10 kΩ ed un condensatore da 1000 pF di «bypass».

Il circuito anodico della prima sezione (pentodo) della ECF 80 è realizzato con una bobina (L1) portata a sintonia sui 24 MHz tramite il nucleo in ferrite ed un condensatore fisso ceramico da 15 pF.

L'anodica è disaccoppiata con un resistore da 820 Ω ed un condensatore ceramico da 1000 pF.

Un condensatore fisso da 50 pF accoppia il circuito anodico della sezione pentodo a quello di griglia dalla sezione triodo della ECF 80.

La resistenza di griglia ha un valore di 220 kΩ e ciò perché questo stadio deve triplicare la frequenza consegnata in griglia dando luogo ad un'uscita anodica di 27 MHz circa.

Il circuito anodico relativo è realizzato con una bobina L2 portata in sintonia su detta frequenza tramite un compensatore ceramico semifisso (C7) da 3 ÷ 30 pF.

Un condensatore fisso ceramico sempre da 1000 pF disaccoppia la anodica dei prestadi che fa capo al piedino F.

I 72 MHz così generati vengono iniettati in griglia ad un pentodo ad alta impedenza (Gm ≅ 10) tipo EL 84 che opera come duplicatore di frequenza con un'uscita anodica di 144 MHz.

La QQE 03/12 eccitata così in seguito in fondamentale può dare il massimo di rendimento come potenza di uscita.

Può stupire che si sia impiegato per i 144 MHz il tubo EL 84 normalmente impiegato solo per circuiti finali di potenza in bassa frequenza.

Fig. 2 - Schema elettrico del trasmettitore AT 201. Il funzionamento non è per nulla critico ed è esente da quelle spurie che è invece facile generare con dei trasmettitori a transistori.

La forte conduttanza d'altra parte compensa ad esempio l'alta capacità anodica che, come si può notare, viene impiegata come capacità residua di sintonia per il circuito simmetrico di sintonia di placca.

Una sezione di questo viene quindi sintonizzata con detta capacità e l'altra sezione con un compensatore ceramico C10 da 3 ÷ 30 pF.

L'alimentazione viene applicata al centro di questo circuito anodico tramite una impedenza J. Il circuito di alimentazione di griglia schermo viene invece realizzato al solito con un resistore di caduta di 10 kΩ ed i soliti 1000 pF di disaccoppiamento di tipo ceramico.

Il circuito bilanciato di placca della EL 84 che è invece un tubo «single-ended», cioè dissimmetrico, ha una sua ben precisa ragione di essere. Viene cioè accoppiato induttivamente (L3 con L4) ad una induttanza che provvede alla eccitazione di griglia del centrofase realizzato con la QQE 03/12.

Il negativo base di griglia per il funzionamento in classe C è ottenuto tramite un gruppo RC (un resistore da 15 kΩ con 1000 pF in derivazione verso massa) che ovviamente viene collegato nel punto «freddo» della bobina L4, cioè al centro ovviamente, trattandosi di un circuito bilanciato. Il collegamento viene realizzato ove meno può dare inconvenienti; vale a dire carichi indebiti alla Radiofrequenza di eccitazione e dissimmetrie di eccitazione alle griglie del tubo finale.

La QQE 03/12 è un tubo notevole; di modeste dimensioni è stata studiata per fornire un'ottima resa fino ai 160 MHz circa.

La disposizione degli elettrodi e la sua natura di pentodo prevengono gli inneschi anche a frequenze così alte di lavoro. La griglia schermo infatti riduce al minimo i ritorni di radiofrequenza dalle placche alle griglie e la disposizione degli elettrodi è stata curata per ridurre le capacità parassite. Occorre però qualche accorgimento per neutralizzare opportunamente, con gli stessi collegamenti del circuito accortamente disposti, il tubo stesso.

Occorre cioè che da ogni placca della QQE 03/12 sia presente un certo ammontare di capacità verso la griglia opposta in modo che il ritorno di radiofrequenza che ne deriva, compensi, cioè «neutralizzi» essendo in opposizione di fase, quella che le capacità parassite non possono impedire.

Diciamo subito che date le frequenze in gioco (144 MHz) questa «neutralizzazione» è piuttosto delicata. Non per nulla si è adottato, pur impiegando tubi elettronici, un

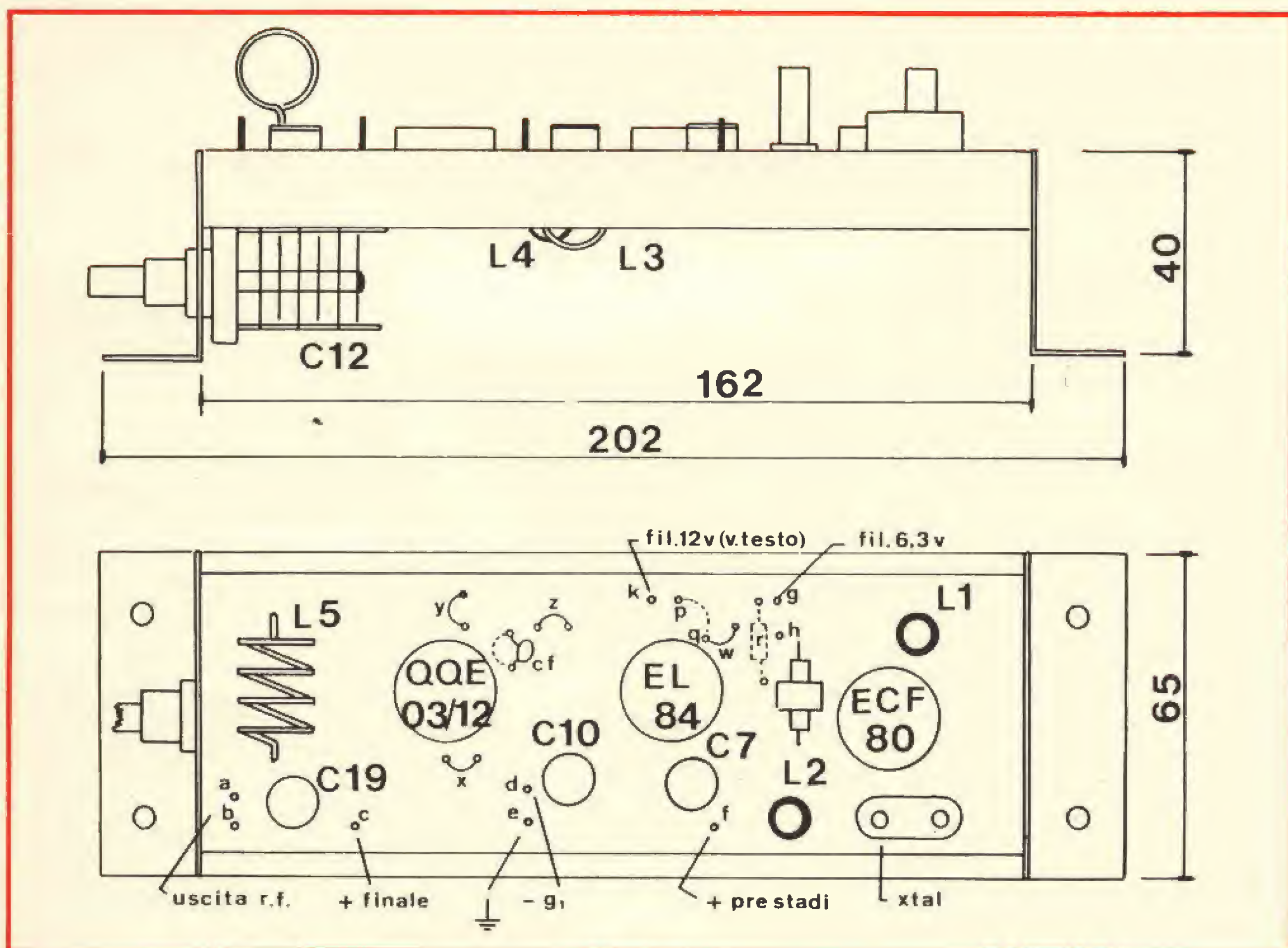


Fig. 3 - Disposizione schematica dei componenti ed ingombri del telaietto dell'AT 201. Esso si presta a venire montato con facilità in un adatto contenitore.

montaggio a circuito stampato con il vantaggio tra l'altro di ottenere una disposizione rigida e ben precisa di piste di materiale conduttore tali da risultare facilmente controllabili e da non destare sorprese.

Il circuito di ritorno a massa del piedino (D) cui è collegato il resistore da 15 kΩ permette l'inserzione di uno strumento da 5 mA fondo scala che permette, come indicato in fig. 2 il controllo dell'eccitazione del controfase finale.

La griglia schermo della QQE 03/12 è alimentata al solito da un resistore di caduta da 850 Ω in serie ad un variabile a piacere (per comandare la potenza) di solito da 15 kΩ e da un condensatore di disaccoppiamento.

Il circuito anodico è realizzato con un condensatore a doppio statore del tipo cosiddetto a «farfalla», atto cioè a sintonizzare un circuito simmetrico (bobina L5) come quella che viene disposta tra le placche della QQE 03/12. Il perno ed il rotore restano così collegati a massa.

La bobina L5 è provvista di presa centrale con cui viene inserita l'anodica al solito nel punto più «freddo» del circuito di placca. Il circuito anodico fa capo, sul circuito stampato, al piedino C che alimenta anche il circuito di griglia schermo.

Si ha infine un ultimo piedino di alimentazione (G) con relativo ritorno di massa per l'alimentazione dei filamenti.

Si ha una separazione di punto di attacco per l'alimentazione dei prestadi e del finale per il buon motivo che per modulare il trasmettitore l'alimentazione della QQE 03/12 va fatta passare nel secondario del trasformatore di alimentazione in modo da fare variare, nel ritmo del segnale di modulazione, l'alimentazione della placca e della griglia schermo che deve contribuire a permettere i picchi di potenza di uscita.

L'alimentazione, prevista in fig. 2, è di 250 V e con tale valore la QQE 03/12 può arrivare ad erogare fino a 12 W a radiofrequenza a 144 MHz. Si tratta però di una erogazione limite.

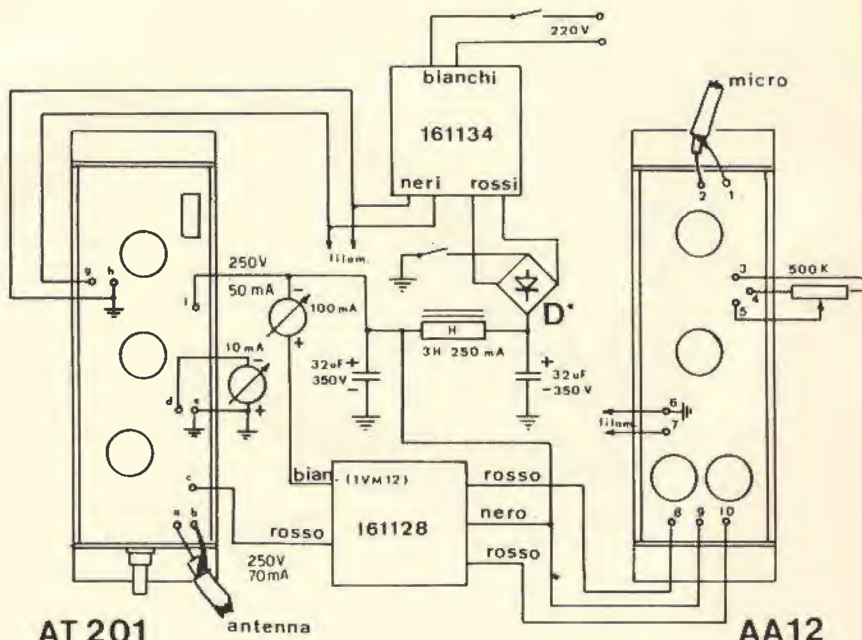


Fig. 4 - Schema a blocchi del complesso trasmettitore AT 201, modulatore a controfase di EL 84 AA 12 e trasformatore di alimentazione 161134 completo di ponte di raddrizzatori impedenza di filtro e condensatori, nonché dell'ultimo trasformatore di modulazione 161128.

Alimentando con 10 o 20 V in meno si otterranno due risultati:

— si farà lavorare la valvola finale con un corto margine di sicurezza e quindi con durata sensibilmente superiore.

— si limiterà la potenza di uscita ai 10 W massimi fissati dal Ministero PTT per le stazioni «liberamente trasferibili» sul territorio nazionale.

La bobina L6 serve al prelievo della potenza di uscita. Sono in tutto due spire, isolate in tubetto «sterling», che vengono introdotte nel centro della bobina L5 nel punto «freddo», dal punto di vista del potenziale a radiofrequenza, più che valido per il trasferimento dell'energia elettromagnetica.

L'accoppiamento viene regolato nel modo migliore in sede di messa a punto inserendo più o meno le spire di accoppiamento fra quelle di L5.

Facciamo notare che questo tipo

CARATTERISTICHE DELL'ECCITATORE-TRASMETTITORE AT 201

Gamma:	144 ÷ 146 MHz
Valvole impiegate:	ECF 80, EL 84, QQE 03/12
Potenza di uscita a RF:	circa 10 W
Impedenza di uscita:	52 ÷ 75 Ω
Cristallo:	da 8.000 a 8111 kHz oppure 12.000 a 12.166 di frequenza di risonanza
VFO:	da 8.000 a 8.111 o 12.000 ÷ 12.166 di frequenza base con circa 2-3 V di eccitazione
Alimentazione:	filamenti 6,3 V - 2 A oppure 12,6 V 1,17 A; anodica dei prestadi 230 ÷ 250 V e circa 50 mA; anodica finale 230 ÷ 250 V e circa 70 mA.
Impiego:	può venire impiegato come trasmettitore per circa 10 W di uscita oppure come pilota per stadi di potenza con tubi tipo 829, QQE 06140, QB 3/300 o similari.

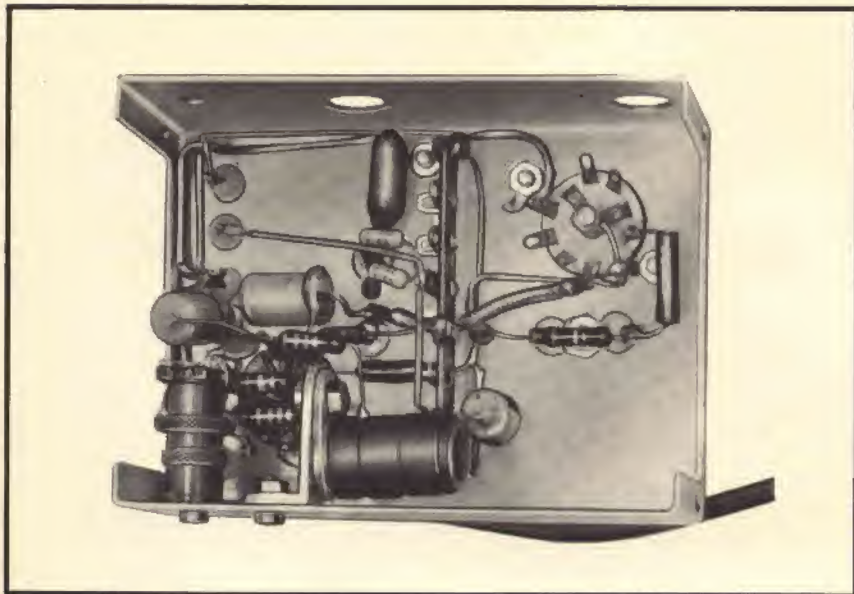


Fig. 5 - Vista posteriore del VFO a conversione con uscita in 12 MHz realizzato a titolo sperimentale. E' bene che l'OM si eserciti in questi montaggi per familiarizzarsi con i problemi relativi alla stabilità di frequenza.

di accoppiamento di tipo simmetrico permette sia l'alimentazione in dissimmetrico di un cavetto coassiale e riduce pure la captazione per capacità delle frequenze spurie sempre presenti sulle placche di un amplificatore in classe C nel quale solo il circuito di sintonia di placca, comportandosi come un volano, permette la trasformazione in tensione sinusoidale degli impulsi di corrente relativi alla eccitazione positiva (in cosiddetta «falla di griglia») della griglia controllo.

Rimandiamo per questi particolari all'ottima trattazione di un testo di F.E. Terman, tradotto in italiano dall'Editore Martello.

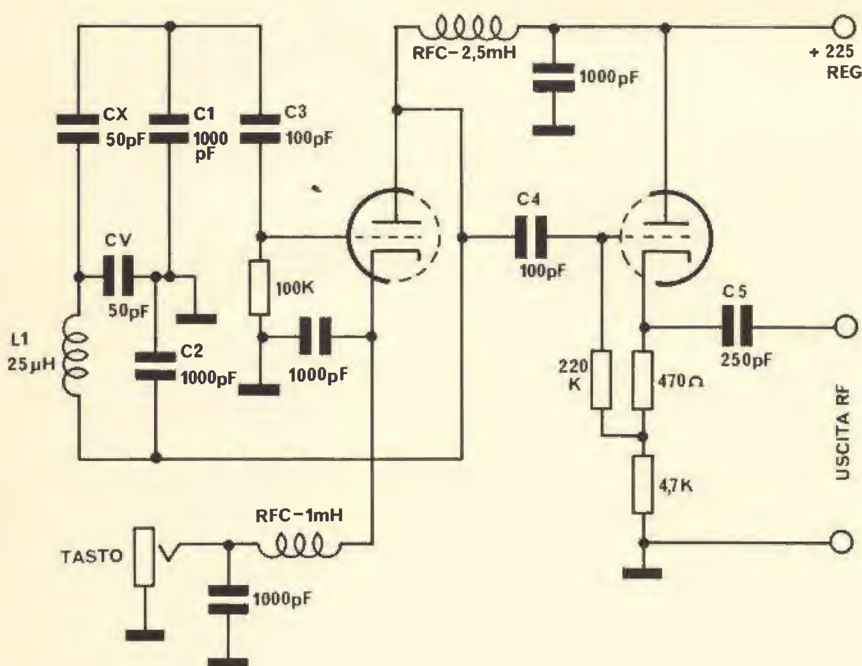


Fig. 6 - Schema del VFO tipo VOCKAR che permette una notevole stabilità nella banda dai 3,5 a 8 MHz.
E' soprattutto adatto a venire impiegato in telegrafia con ottima nota.

In serie ad L6 è disposto un compensatore ceramico C19 da 3 ÷ 30 pF che ha il compito di realizzare un circuito risonante serie in modo da eliminare ai fini del perfetto accoppiamento di impedenza l'effetto della induttanza L6.

Non è prevista l'inserzione di uno strumento nel circuito anodico per il controllo della corrente e del «dip» della caduta, cioè, a sintonia di placca, nella corrente anodica.

Va considerato il fatto che, con un circuito in simmetrico come questo qui impiegato, il «dip» non è mai sufficientemente netto e probante per una buona sintonia.

Si consiglia al riguardo di accoppiare lascamente qualche spira (a qualche centimetro di distanza) al circuito di placca dell'amplificatore finale in modo di captare un poco di radiofrequenza. Basta inserire un diodo in serie a questo avvolgimento, filtrare con il solito 1000 pF ceramico ed alimentare uno strumento (che con una commutazione instabile a pulsante potrebbe essere anche quello stesso che controlla la corrente di griglia).

Si dispone così di un semplicissimo misuratore di campo che potrà indicare con precisione il massimo di radiofrequenza corrispondente alla corretta sintonia.

Per ultimo accenneremo ad una possibilità, che non è indicato per semplicità nel circuito ma che è importante per l'impiego delle stazioni portatili. Alludiamo a delle commutazioni previste tramite ponticello con le quali è possibile alimentare i filamenti a 12,6 V anziché a 6,3 V.

Se si eliminano i filamenti della alimentazione con l'invertitore a transistori, che abbiamo già consigliato, si riduce infatti sensibilmente il carico in corrente alternata in quanto i filamenti possono venire direttamente collegati alla batteria.

L'invertitore quindi in tal caso alimenta solo l'anodica del trasmettitore e del modulatore e con buon risparmio di energia perché si risparmia lo scarto di rendimento dell'invertitore (85% circa) e del trasformatore di alimentazione (75 - 80%).

Già che ci siamo diremo anche

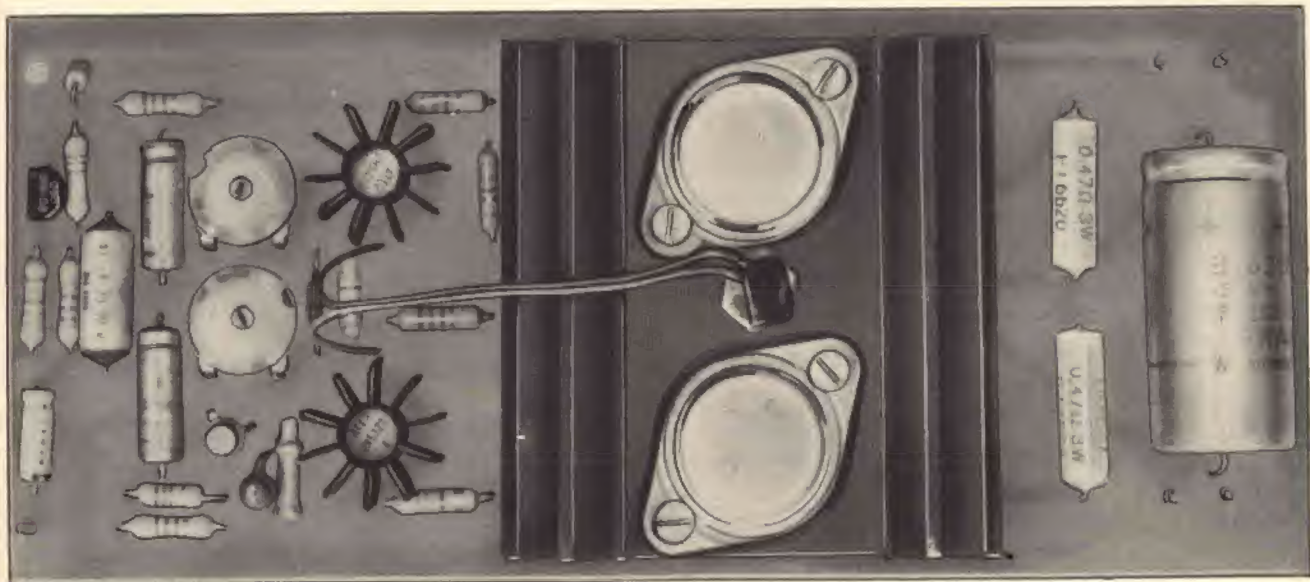


Fig. 7 - Modulatore transistorizzato di discreta potenza. Esso richiede però dei trasformatori di modulazione particolarmente curati e notevoli precauzioni per i transistori di potenza cui possono dare luogo ad alimentazioni particolarmente curate. Meglio iniziare con circuiti a tubi elettronici!

che un carico anodico specie se rettificato in modo simmetrico (con utilizzazione di entrambe le semionde), come nel nostro caso, va benissimo per far funzionare nel modo migliore un invertitore a transistori in quanto il cos φ del carico risulterà abbastanza vicino all'unità.

SCHEMA ELETTRICO DEL MODULATORE AA12

La fig. 8 dà una visione di assieme dello schema elettrico del modulatore amplificatore AA12 della STE. E' un telaietto realizzato come l'AT 201, su circuito stampato e impiega 4 tubi termoionici di cui uno (ECC 81) a doppia sezione:

- Uno EF 86 pentodo preamplificatore
- Una ECC 81 doppio triodo (una sezione opera come amplificatore, l'altra da invertitore di fase)
- Due EL 84 impiegate in controfase in classe AB 1.

Vediamo il circuito nei dettagli. L'ingresso è chiuso da un resistore da 470 kΩ, quindi è adatto anche per microfoni ceramici ad alta impedenza. Segue un filtro RC per la radiofrequenza (composto da un resistore da 1 kΩ e da un condensatore da 220 pF. Il catodo della EFF 86 è polarizzato da un resistore da 2,2 kΩ.

Non è inserito il condensatore di bypass dato che la sensibilità è più che sufficiente ed un poco di controreazione non guasta mai.

La griglia schermo è polarizzata con un resistore da 1 MΩ ed è chiusa a massa da un condensatore da 0,1 μF. Il resistore di carico del pentodo è di valore piuttosto elevato 220 kΩ e permette una buona amplificazione. Un resistore da 22 kΩ ed un condensatore da 8 μF elettrolitico da 250 V lavoro permette di disaccoppiare il circuito.

Sul circuito sono previste tre punte di saldatura con le quali il circuito può venire accoppiato ad un potenziometro regolatore di volume di modulazione.

Naturalmente è meglio che le connessioni del telaietto al fronte del pannello, ove è fissato il potenziometro, vengano eseguite in cavetto schermato. Ad ogni buon conto un altro condensatore da 220 pF, tra la griglia della prima sezione della ECC 81 e massa, filtra ogni eventuale residuo di radiofrequenza che viene captato dal cablaggio nonostante la schermatura delle connessioni.

L'accoppiamento tra la placca della EF 86 ed il potenziometro da 470 kΩ è realizzato con un condensatore da 10.000 pF.

La prima sezione della ECC 81 è polarizzata di catodo con un resistore da 2,2 kΩ ed un condensatore di bypass elettrolitico da 16 μF 15 V. Il carico anodico è di 100 kΩ e con un condensatore da 10.000 pF il segnale viene inviato al circuito dell'invertitore realizzato secondo uno schema classico.

La seconda sezione della ECC 81 è polarizzata di catodo come la precedente e la griglia è chiusa al ritorno catodico con un resistore da 470 kΩ. I due carichi che provvedono alla inversione di fase sono ciascuno da 100 kΩ e disposti uno in placca ed uno sul ritorno catodico.

Da entrambe le polarità «calde» del convertitore, il segnale, sfasato di 180°, viene prelevato tramite due condensatori da 10.000 pF ed applicato alle griglie di comando delle due EL 84 finali. Ciascuno di questi elettrodi di comando è chiuso a massa da un resistore di fuga da 470 kΩ ed è pure drasticamente filtrato da ogni componente a radiofrequenza da un circuito RC costituito da un resistore da 1 kΩ e da un condensatore da 470 pF in serie ad ogni griglia.

Queste precauzioni circa i disaccoppiamenti della radiofrequenza non debbono stupire dato che il circuito stampato è praticamente indifeso contro la captazione della ra-

diofrequenza. Per di più se non si elimina drasticamente il pericolo di ritorni di radiofrequenza si corre il rischio non solo di fischi e disturbi di modulazione, ma anche di sperimentare al limite una modulazione di cattiva qualità ad un segnale notevolmente distorto.

Le due EL 84 vengono polarizzate di catodo per il funzionamento in classe AB1 mediante un unico resistore da 150 Ω ed un condensatore elettrolitico da 16 μF 30 V.

I collegamenti di placca e quelli di alimentazione a 250 V (che alimentano pure direttamente le griglie schermo delle EL 84) fanno capo a tre piedini del circuito stampato da cui partono i conduttori di collegamento verso il trasformatore di uscita o di modulazione.

Nel primo caso, impiegando il telaietto come amplificatore di bassa frequenza si potrà utilizzare un trasformatore per controfase di EL 84 (8.000 Ω di carico tra placca e placca).

Nel secondo caso si utilizzerà il trasformatore di modulazione della STE tipo TVM 12 che prevede tre impedenze al secondario di 3500, 6000 e 9000 Ω.

Questo modulatore si presta così per operare anche con altri trasmettitori che non l'AT 201, fino a 20 W di alimentazione anodica.

Nel nostro caso si utilizzerà l'impedenza da 3500 Ω per pilotare lo stadio finale dell'AT 201 con 230 ÷ 250 V e 70 mA (La Z è infatti di 240/70 = 3450 Ω).

Anche questo telaietto AA12 come il tipo AT 201 è predisposto per funzionare a 12,6 V di filamento anziché a 6,3 V, così come viene predisposto dalla fabbrica, mediante semplice spostamento di ponticelli sul circuito stampato, con i vantaggi cui abbiamo già accennato a proposito del trasmettitore. Un condensatore da 0,1 μF in ogni caso è da predisporre a parte, se si alimenta in c.a., ai capi dei filamenti dato che l'invertitore (2° sezione della ECC 81) opera con alta impedenza di catodo, ed una anche minima fuga di armoniche dei 50 Hz può dare luogo a qualche ronzio nella modulazione.

ASSEMBLAGGIO DEI TELAIETTI AT 201 ED AA 12

Le fig. 3, 4, e 9 illustrano:

— la disposizione dei componenti e gli ingombri dei telaietti AT 201 e AA 12.

— lo schema generale dei collegamenti necessari all'assemblaggio dei telaietti AT 201, AA 12, alimentazione e trasformazione di modulazione.

Anche il principiante ha così una visione di assieme chiara e pratica dei collegamenti da realizzare per assemblare trasmettitore, modulatore, trasformatore di modulazione, trasformatore di alimentazione, ponte di diodi rettificatori, impedenza di filtro e condensatori elettrolitici di filtro (32 + 32 μF, 350 V lavoro), oltre ai due strumenti; uno, essenziale (da 5 o 10 mA fondo scala) per il controllo della eccitazione di griglia e se il caso, come abbiamo detto, della radiofrequenza generata dallo stadio finale, ed un altro da 100 mA per il controllo iniziale del consumo anodico dello stadio finale (70 mA).

Quest'ultimo, specie se si opererà con soli 230 V di anodica per il trasmettitore risulterà superfluo.

Come si vede i telaietti sono di modeste dimensioni (162 x 40 x 65 mm).

Se le squadrette ingombrassero troppo, è sempre possibile smontarle svitando le viti di fissaggio e ruotarle di 180 gradi, svitando ovviamente anche la vite di blocco del perno del variabile a «farfalla» dello stadio finale nel caso della squadretta frontale del trasmettitore.

Converrà in ogni caso disporre una piastrina di schermaggio tra il modulatore AA 12 ed il trasmettitore AT 201 in modo da prevenire i ritorni di alta frequenza.

L'ingresso del microfono, il potenziometro di volume ed il trasmettitore con il suo bocchettone di uscita dovranno venire tenuti per quanto possibile, distanti fra loro come disposizione all'interno del contenitore del «Transceiver».

Quanto alla predisposizione per i filamenti si deve procedere come segue per il trapasso dalla tensione di 6,3 V (come viene fornito di serie) ai 12 V.

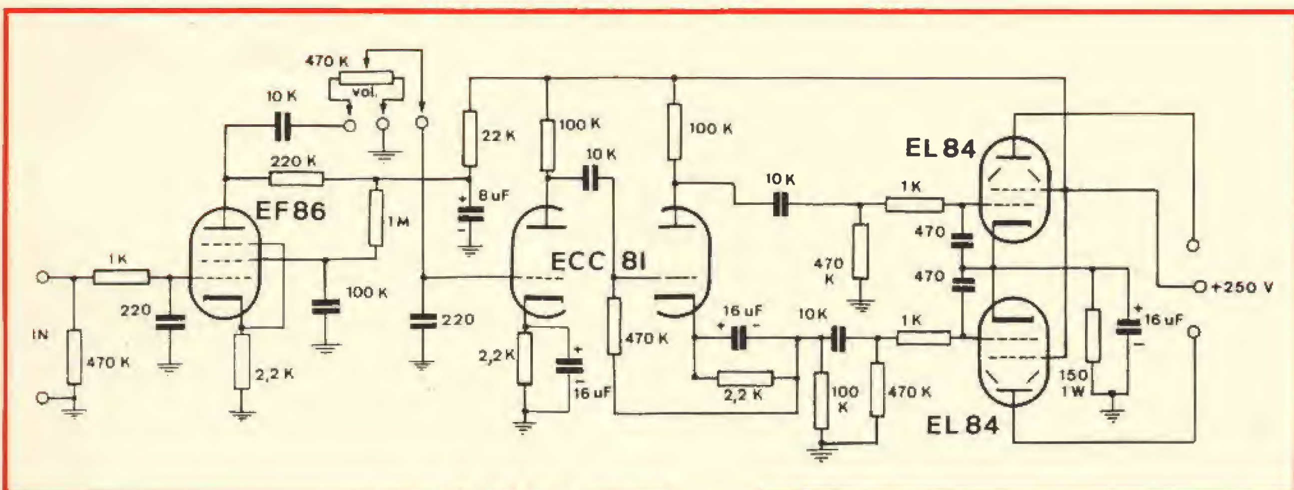


Fig. 8 - Schema elettrico dell'AA12. E' un controfase di EL 84 montato in modo originale esso pure come l'AT 201 su circuito stampato.

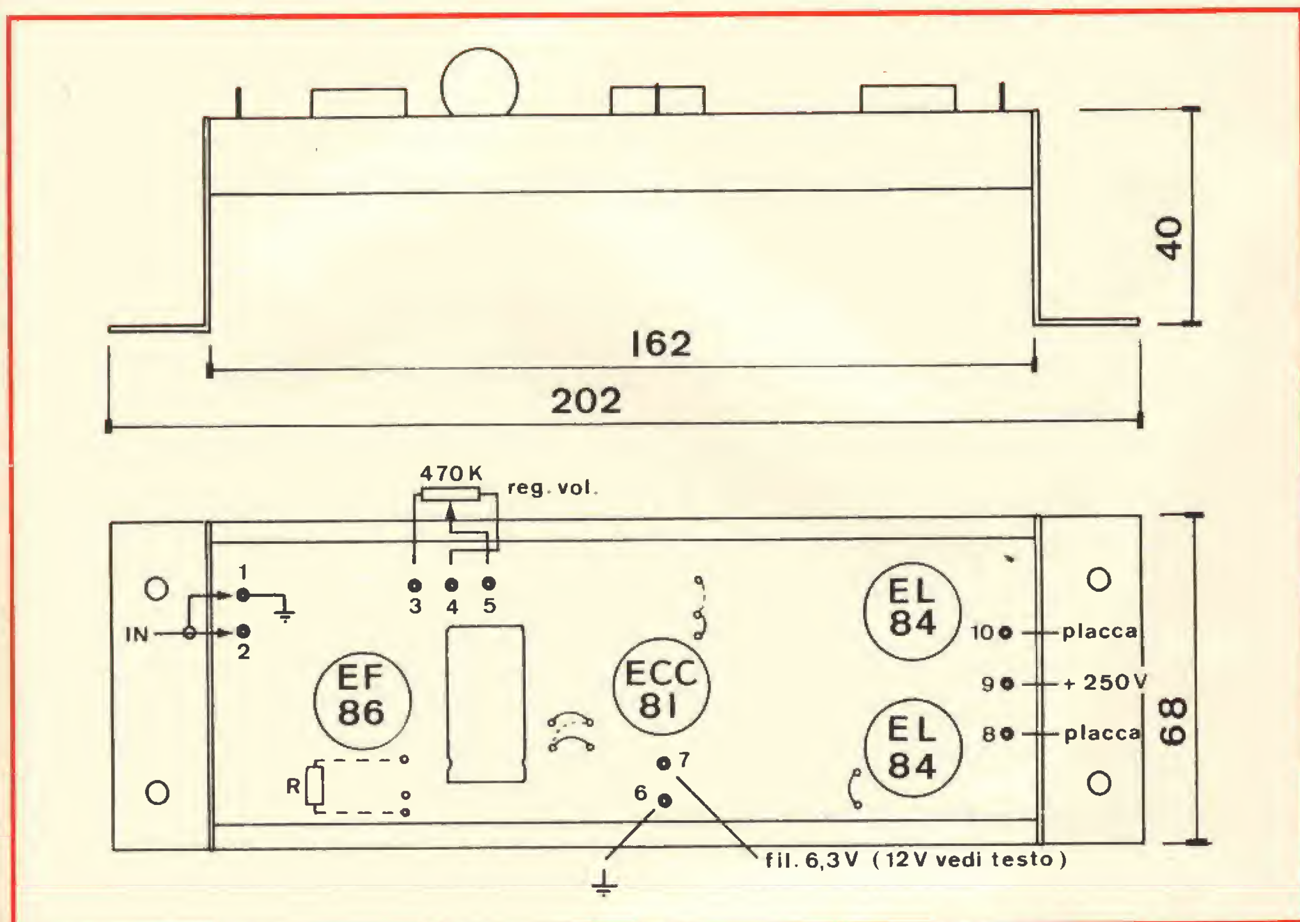


Fig. 9 - Disposizione dei componenti ed ingombro del telaietto AA12.

AT 201

— Si tolgono i ponticelli contrassegnati con le lettere X, Y, Z (vedi fig. 3).
— Si sposta il ponticello W tra i punti contrassegnati con P e G.
— Si cortocircuita il condensatore CF da 1000 pF.
— Si collega come indicato in fig. 3 un resistore R di 22 Ω 2 W.
— Si dà tensione di filamento tramite il terminale K.

AA 12

— Si eliminano i quattro ponticelli esistenti (vedi fig. 9).
— Si sostituiscono i ponticelli con quelli indicati in tratteggio in figura.
— Si inserisce inoltre come indicato un resistore R da 62 Ω 1 W.
— Si dà tensione di 12,6 V fra i terminali 6 e 7.

Due parole circa il microfono da impiegare: consigliamo un «Astatic» ceramico che la G.B.C. vende ad un prezzo modico.

LA MESSA A PUNTO

Il telaietto AA 12 per una semplicità di schema e per il fatto di essere realizzato con circuito stampato in pratica non richiede messa a punto. E' solo consigliabile, se il caso, verificare i collegamenti ai terminali prima della messa in funzione e verificare sensibilità, potenza di uscita e distorsione.

CARATTERISTICHE DELL'AMPLIFICATORE MODULATORE AA 12

Valvole impiegate: EF86, ECC 81,2 - EL 84
Potenza di uscita: 10 W (con anodica di 250 V)
15 W (con anodica di 300 V)
Sensibilità: 10 mV in ingresso per il massimo di potenza
Risposta in frequenza:
300 ÷ 8500 Hz per una potenza di 10 W di uscita in corrispondenza di 3 dB di attenuazione (con trasformatore di modulazione TVM 12).
Distorsione totale:
3% circa a 10 W di uscita per la frequenza di 1 kHz (con trasformatore di modulazione TVM 12).
Impedenza di uscita placca-placca: 8 kΩ
Alimentazione: filamenti 6,3 V - 2A o 12,6 - 1,06 A;
anodica: 250 ÷ 300 V massimi.
Impiego:
come amplificatore di bassa frequenza di buona qualità, data la bassa distorsione (con adatto trasformatore di uscita) oppure come modulatore per il trasmettitore AT 201 o per altri trasmettitori adattando opportunamente l'impedenza di lavoro al secondario del trasformatore di modulazione.

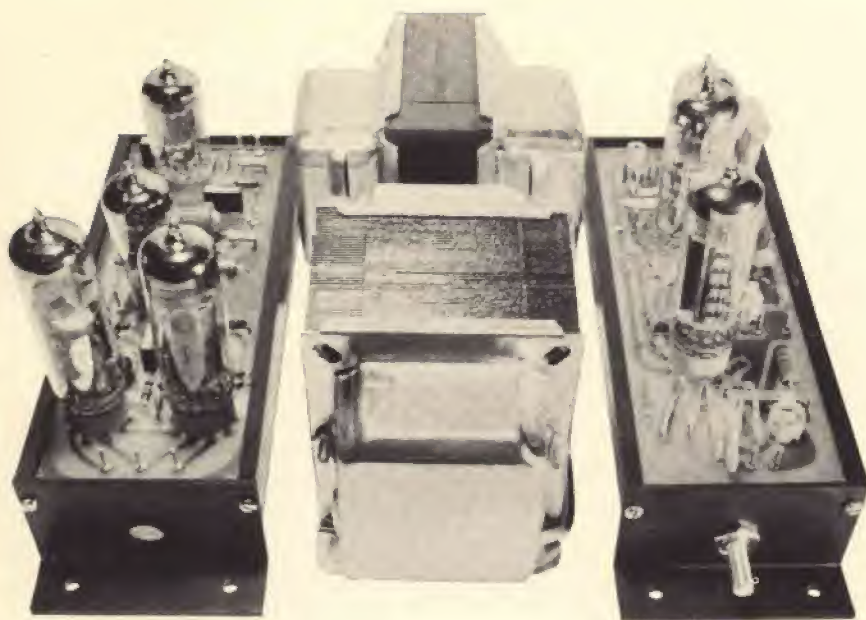


Fig. 10 - Vista di assieme dei telaietti AT 201 ed AA 12 con i relativi trasformatori di alimentazione e modulazione.

Basta un oscilloscopio. Con la scala di più alta sensibilità si può verificare l'uscita del microfono e l'eccitazione del modulatore.

Con la portata più alta invece la tensione che si localizza ai capi di uno dei secondari del trasformatore di modulazione chiuso sulla sua impedenza con una resistenza di buon wattaggio (magari realizzato disponendo in serie ad esempio 7 resistori da 500 Ω 1 W) per ottenere i 3500 Ω.

In base alla formuletta $W = V^2/R$ si ricava che ai capi dei 3500 Ω dovranno localizzarsi circa 180 V.

Dalla forma d'onda si potrà ricavare un indizio sulla percentuale totale di distorsione e dal residuo di tensione in uscita, in assenza di segnale in ingresso, la presenza di eventuale rumore di fondo. Ma è difficile che questo montaggio dia qualche noia o richieda ritocchi.

Il telaietto AT 201 invece richiede una piccola messa a punto. Per la verifica del funzionamento occorre inserire un milliamperometro da 5 o 10 mA tra il punto D e massa. Ciò fatto, si dà tensione solo ai prestadi (al terminale F).

La lettura dello strumento, a quarzo inserito, non deve essere inferiore ai 2 mA. Diversamente occorre ritoccare L1, C7 e C10 per la massima lettura e se il caso accoppiare ancora di più L4 ad L3.

Agendo con un semplice misuratore di campo (già descritto nel testo) o con un rosmetro, basta poi regolare, dopo avere dato tensione alla QQE O3/12 (al terminale C), la capacità di sintonia di placca e C19 per il massimo di potenza trasferita, dopo avere chiuso l'uscita su di un carico da 50 Ω antiinduttivo.

Facciamo notare che conviene, durante il funzionamento, lasciare sempre inserito il milliamperometro di controllo della corrente di griglia della valvola finale.

Se per qualche motivo infatti mancasse eccitazione occorre subito spegnere l'apparato per evitare una eccessiva dissipazione del tubo finale.

Può infatti capitare che il quarzo, per L1 regolata al punto critico, disinneschi.

La casa costruttrice fornisce comunque il telaietto AT 201 già preparato per il centro banda.

LA COMMUTAZIONE DEI QUARZI ED IL VFO

Nell'assemblare il ricetrasmettitore (per il ricevitore vedere i nostri precedenti articoli sulla rivista) può essere utile un commutatore di tipo ceramico a due vie 6 posizioni come quello illustrato nella foto di presentazione dell'articolo. E' possibile così scegliere a piacere 3 e 4 frequenze con i relativi quarzi. Vale la pena se possibile di scegliere verso il centro banda in modo da non ritoccare la messa a punto di fabbrica e per permettere un migliore rendimento per l'antenna direttiva che più è direttiva e più, ovviamente, si stringe di banda effettiva di lavoro (all'incirca 1 MHz).

Consigliamo un commutatore a due vie perché con una via si può predisporre il primo tubo per operare direttamente con un VFO.

In questo caso è sufficiente collegare a massa con una grossa capacità, (50.000 pF ad esempio), la impedenza J di catodo della prima sezione della ECF 80.

Entrando con un VFO con lievi ritocchi del variabile di placca dello stadio finale è possibile così coprire allora i due Megahertz di banda senza alcuna difficoltà.

Il VFO potrà operare con una uscita a 8 o 12 MHz. Si veda il modello ERE già da noi descritto.

Per la realizzazione di un VFO si possono seguire vari metodi. Noi abbiamo fatto un montaggio sperimentale con triodo od un pentodo di conversione facendo oscillare il triodo sui 9,5 MHz di un quarzo di recupero ed il pentodo sui 2,5 MHz che occorreva sommare. Si sono impiegati buoni componenti, un circuito oscillatore come quello di fig. 6 ed uscendo in placca del pentodo con la radiofrequenza.

Il condensatore variabile di circa 60 pF spaziato come lamine è stato connesso tramite uno spezzone di cavo coassiale che darà ovviamente luogo ad una capacità residua. Dato comunque il piccolo scarto di frequenza da ottenere (160 kHz) la capacità era più che sufficiente.

Il collegamento variabile tramite cavo coassiale non deve stupire o impensierire.

Se questo è fissato bene al pannello frontale non dà luogo ad instabilità e permette di fissare il condensatore variabile con una certa libertà.

Controllata con il BC 221 la stabilità è risultata discreta. Nel montaggio si è fatto il possibile per al-



VERSATILE - COMPACT DIGITAL CLOCK FM/AM RADIO
WAKE UP OR GO TO SLEEP WITH MUSIC

8FC-100E:

Ecco una nuova stupenda radio sveglia digitale SONY per incontrare l'attività del giorno o abbandonarsi al riposo della notte con la musica.

- Perfetta combinazione di un sensibilissimo radio-ricevitore AM/FM e di una sveglia digitale.
- Regolazione automatica del volume per un dolce risveglio.
- Linea moderna ed elegante disponibile nei colori bianco, giallo e grigio.
- Scala con illuminazione verde riposante, che consente una facile regolazione della sintonia durante la notte.
- Pratici comandi collocati nella parte superiore dell'apparecchio.
- Accensione automatica costante (tutti i giorni) all'ora fissata con la regolazione.
- Gamme di ricezione: FM 87,5 ÷ 108 MHz
AM 530 ÷ 1605 kHz
- Potenza d'uscita: 600 mV max
- Altoparlante dinamico da 8 Ω di elevata qualità
- Alimentazione: 220 V/50 Hz
- Dimensioni: 228 x 114,5 x 134

ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA

lontanare le bobine dal tubo fonte di calore e quindi di possibile deriva termica disponendo sotto lo chassis.

In placca al pentodo è stato disposto un circuito risonante sui 12 MHz in scatoletta schermante con possibilità di sintonia a nucleo in ferrite.

Dall'avvolgimento si è usciti in presa con circa 4 V di uscita su circa 800 Ω di impedenza.

Questo tipo di V.F.O. può venire montato all'interno del ricetrasmettitore ma disponendolo però in modo da ottenere una buona rigidezza meccanica, tenendolo lontano da fonti di calore e quindi schermandolo dal resto della costruzione in modo da produrre un «effetto camino» con passaggio d'aria indipendente, dal fondo alla parte superiore dello chassis.

Il condensatore variabile dovrà essere naturalmente di ottima qualità e opportunamente demoltiplicato.

Ma esistono anche altri schemi che possono interessare il radioamatore. Qualche prova non fa male e permette in ogni caso di acquisire una certa sicurezza delle proprie capacità.

Raccomandiamo quindi lo schema di fig. 6 conosciuto presso i radioamatori americani come il VFO «VACKAR».

E' una derivazione dal notissimo circuito Clapp e si presta in modo particolare anche per operare in telegrafia. Ricordiamo al riguardo che i primi 150 kHz della banda dai 144.000 ai 144.150 kHz sono riservati alla telegrafia e che con buone antenne direzionali sono possibili dei Dx notevoli.

Lo schema di fig. 6 impiega una 12AT7 ed i valori riportati valgono per un'uscita in banda 3,5 MHz. Gli 8 MHz potrebbero venire ottenuti con L1 di soli 8 µH avvolta con filo argentato su nucleo ceramico e CV di 30 pF di capacità massima.

L'uscita è di circa 2,5 V efficaci con 250 V regolati con tubi a gas e circa 20 mA di consumo a tasto abbassato.

Il circuito è a risonanza serie e per la stabilità di frequenza durante la manipolazione del tasto è particolarmente critico Cx che è bene sia realizzato con un trimmer semifisso isolato in ceramica.

Usando un condensatore di tipo convenzionale sia pure di mica argentata di ottima qualità si è notato un certo «chirp» cioè una variazione sia pur leggera di nota durante la manipolazione del tasto. Era la corrente a radiofrequenza che influiva sul dielettrico. Si è fatta la controprova inserendone uno a coefficiente negativo di temperatura e si è avuto un tremendo «chirp» come diretta conseguenza.

Dal punto di vista del funzionamento l'oscillatore può venire paragonato ad un «Colpitts» (placca-griglia) in cui però l'effetto «Miller» (variazione delle capacità interelettrodiche) è annullato, come nel caso del circuito Clapp, da C2 (1.000 pF) e C1 (altri 1.000 pF).

L1, CV e C2 danno luogo ad un circuito risonante che alimenta con il partitore CX - C1 la griglia del triodo.

Il segnale ricavato dalla placca viene poi applicato ad un «catode fallower» che fa da separatore, contribuendo alla stabilità, e permette un'uscita a bassa impedenza.

Noi abbiamo fatto un montaggio sperimentale e lo abbiamo controllato con un contatore digitale con risultati buoni dopo un 10 minuti di «warm-up», cioè di andata a regime termico.

Certo si tratta di un complesso da montare a parte con tutti i crismi quanto a stabilità meccanica e di tensione di alimentazione.

Vale la pena di cimentarsi e di fare, come abbiamo già detto, le proprie esperienze verificando tra l'altro il funzionamento in telegrafia.

CONCLUSIONI

Siamo lieti di avere presentato del materiale valido, di facile utilizzazione e di costo moderato. Non tutti possono fare delle grosse spese ed inoltre c'è chi, giustamente, preferisce provare di persona e «fare da sè» almeno assemblando le parti staccate che compongono un ricetrasmettitore.

Diciamo francamente che abbiamo bisogno di fare molti «OM», di farli rapidamente e di farli capaci.

UN SEMPLICE LIMITATORE DI DISTURBI

a cura di S. BINI

Il progetto che presentiamo in questo articolo consiste in un circuito limitatore di disturbi che può essere incorporato in un ricevitore, oppure usato come unità separata, nel qual caso andrà collegato alla presa per cuffia del ricevitore.

I disturbi diventano una vera seccatura quando si è all'ascolto di stazioni deboli e lontane poiché, ovviamente, la loro ampiezza non è in rapporto con quella del segnale che si vuole ascoltare. Il circuito, relativamente semplice, mostrato in fig. 1 permette di eliminare tutti i segnali al di sopra di un certo livello senza disturbare quelli sottostanti. Il nostro udito possiede una specie di CAG (Controllo automatico del guadagno) all'interno; in presenza di una serie di rumori forti diviene poco sensibile ai deboli segnali ricevuti, quindi, per quanto si alzi il volume non si verificherà un miglioramento dell'intelligibilità. Limitando il livello dei picchi a quello del segnale voluto si ottiene un considerevole miglioramento e i segnali, che andrebbero interamente persi con il rumore, possono essere intercettati abbastanza bene.

Supponiamo che l'unità venga collegata all'uscita del ricevitore che potrà essere quella corrispondente alla presa per altoparlante esterno, oppure quella corrispondente alla presa per cuffia, secondo il tipo di ricevitore. Se la presa è per altoparlante esterno e lo stadio finale è transistorizzato, è importante mantenere il carico d'uscita, perciò si dovrà inserire una resistenza equivalente all'impedenza dell'altoparlante, indicata con R1 nel circuito. Se non si è sicuri del valore di essa 10 Ω saranno più che sufficienti.

L'ingresso è collegato tramite il controllo di livello VR1 con TR1 che provvede ad amplificare il segnale.

L'uscita di quest'ultimo passa, attraverso C3, ai diodi al silicio «back to back» D1 e D2. I diodi non sono polarizzati direttamente, ma appena il livello del segnale che li attraversa supera gli 0,6 V, entrano in conduzione; uno taglia i picchi positivi mentre l'altro taglia quelli negativi. Non ha importanza quanto sia alto il livello del segnale; qualsiasi segnale al di sopra di questo livello verrà portato ad un massimo di 0,6 V.

Il potenziometro VR2 sostituisce il controllo del volume d'ascolto del ricevitore.

Se il livello è superiore a 0,6 V il segnale risulterà distorto ed approfittando di questo fatto si potranno tarare i controlli. Il controllo del volume del ricevitore dovrà essere regolato per un livello d'ascolto normale e, con l'unità collegata, si dovrà incrementare VR1 fin-

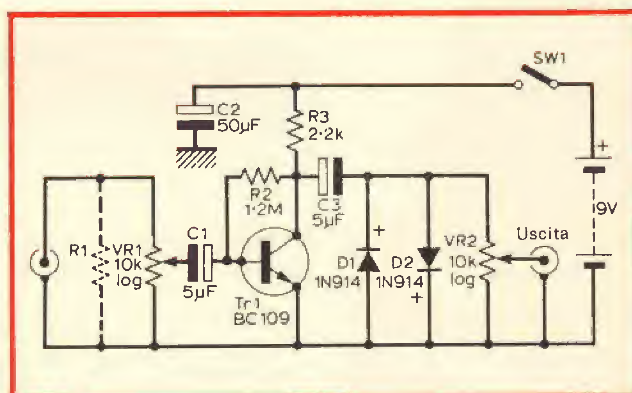


Fig. 1 - Schema elettrico del limitatore di disturbi.

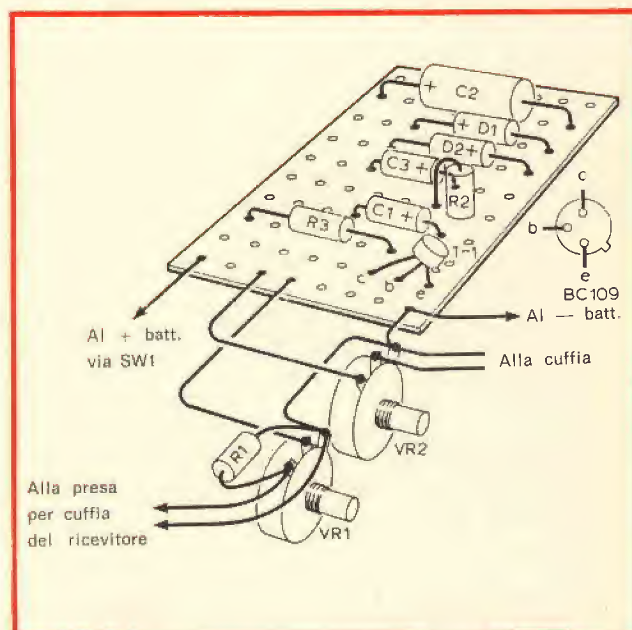


Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla piastra. Le piste sono situate in senso longitudinale e non ci sono interruzioni.

ché il segnale desiderato non risulti distorto; poi, si dovrà diminuire leggermente. A questo punto VR2 dovrà essere regolato per un buon livello d'ascolto.

L'assorbimento di corrente del circuito non è alto, perciò una normale pila sarà sufficiente. Per sistemare permanentemente il circuito in un insieme, si potrà prendere come VR1 il controllo di volume esistente sul ricevitore; non ha importanza se il suo valore è considerevolmente superiore a quello prescritto. Quindi si può collegare l'uscita di VR2 al punto che previamente era collegato con il cursore del controllo di volume. Se si usa con una radio a valvole si può prelevare l'alimentazione dalla linea A.T. adoperando una conveniente resistenza in modo da avere i 9 V richiesti. Si può anche includere un interruttore per l'inserimento o lo stacco dell'unità.

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	=	resistore da 10 < Ω 5 W - vedere testo
R2	=	resistore da 1,2 MΩ 5% - 1/8 W
R3	=	resistore da 2,2 MΩ 5% - 1/8 W
C1	=	condensatore elettrolitico da 5 μF 10 V
C2	=	condensatore elettrolitico da 50 μF 10 V
C3	=	condensatore elettrolitico da 5 μF 10 V
TR1	=	transistore BC109
D1	=	diodo 1N914
D2	=	diodo 1N914
VR1	=	potenziometro logaritmico da 10 kΩ
VR2	=	potenziometro logaritmico da 10 kΩ
SW1	=	interruttore On-Off

VERRANNO FABBRICATI A MONZA CINESCOPI PER TV A COLORI

Cinescopi per apparecchi televisivi a colori verranno fabbricati nello stabilimento Philips di Monza, a partire dal secondo semestre del '73. La notizia è contenuta in una intervista con il direttore generale tecnico della Philips Italia, Arend Schoorl, che «Cronache», giornale del gruppo, ha pubblicato nel numero di novembre.

I lavori di trasformazione dello stabilimento di Monza, che verrà convertito integralmente alla produzione di cinescopi a colori, sono in corso. E' preventivata una spesa di diversi miliardi.

«Dopo le ferie del '73 — afferma Schoorl — contiamo di poter produrre il fabbisogno per le nostre fabbriche italiane, oltre ad una quota per il mercato nazionale. E' programmata una potenzialità di circa 200 mila pezzi l'anno, che verrà raggiunta nel '74.

OSCILLATORE A.F. SENZA CIRCUITO ACCORDATO

di TRIAX

Ogni qualvolta si desideri generare delle oscillazioni ad AF stabili vengono impiegati degli oscillatori a quarzo. La frequenza generata da un oscillatore a quarzo può venir raddoppiata oppure moltiplicata.

Normalmente si impiegano dei circuiti a transistori collegati ad un circuito oscillante posto sul collettore, ed esso viene tarato sulla frequenza di oscillazione. A tale scopo è necessario che o l'induttanza o la capacità siano variabili. Qualora venga inserito nel circuito un altro quarzo occorre normalmente che il circuito venga nuovamente sintonizzato. Certamente questa operazione è noiosa per cui per taluni scopi è utile impiegare circuiti nei quali la commutazione dei quarzi avviene senza ritocco della sintonia.

Il circuito di fig. 1 appartiene a questo tipo non avendo alcuna necessità di una pre o post taratura.

Esso è disposto in modo che il quarzo con risonanza fondamentale serie può funzionare correttamente fra 1 e 5 MHz. Il quarzo è collegato fra i due emettitori dei transistori T1 e T2.

Nella costruzione del circuito occorre osservare che la base di T1 vada bene a massa attraverso il condensatore C1. I punti di funzionamento sono determinati dal rapporto dei resistori R1/R2 nel T1 e R6/R7 nel T2.

La reazione avviene attraverso il condensatore C3 dalla base di T2 verso il collettore di T1. Lo schema contiene dunque solo resistori e condensatori; manca un circuito oscillante che determini la frequenza. Un altro vantaggio di questo circuito è che esso funziona correttamente con una tensione di funzionamento fra 6 e 12 V.

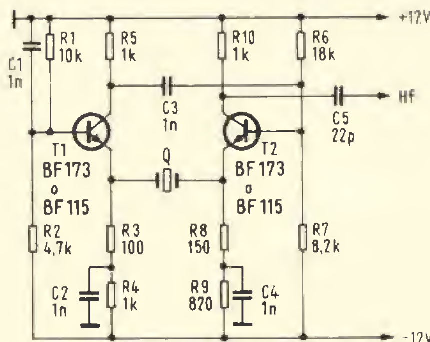


Fig. 1 - Schema elettrico dell'oscillatore a quarzo senza circuito oscillante.

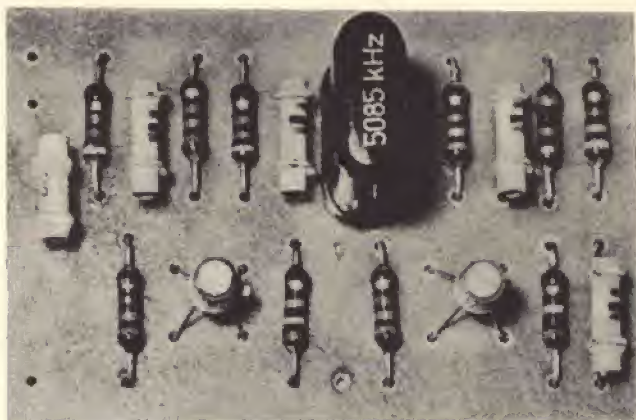


Fig. 2 - La disposizione dei componenti sul circuito stampato dello schema di figura 1.

Dopo il condensatore C5 con una tensione di alimentazione di 6 V esistono circa 1 V di AF e con 12 V, circa 2 V.

Collegando successivamente degli stadi moltiplicatori si possono ottenere tutte le frequenze dei radioamatori oppure per comando a distanza collegando l'opportuno circuito. Se occorre generare la frequenza di comando di 27,12 MHz occorre un quarzo di 4520 kHz con un fattore di moltiplicazione di 6 (4520 x 6 = 27,12).

Naturalmente una frequenza di 27,12 MHz può essere ottenuta pure con un fattore di moltiplicazione di 12 per cui occorre impiegare un quarzo di 2260 kHz (2260 x 12 = 27,12 MHz).

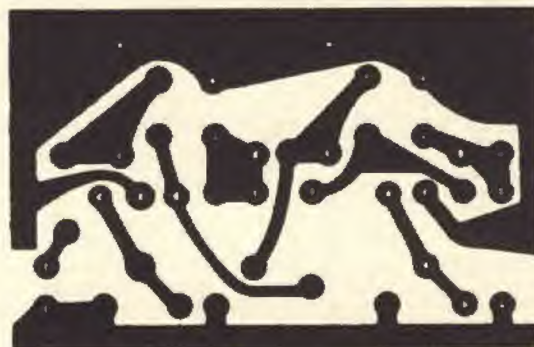


Fig. 3 - Circuito stampato per l'oscillatore di fig. 1 visto dal lato rame.

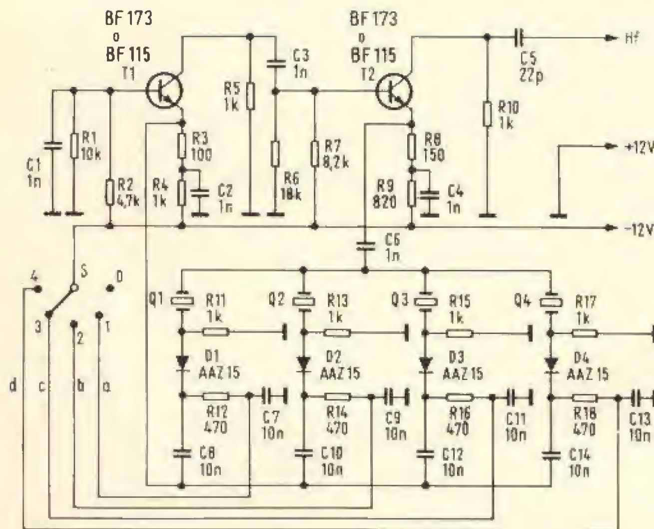


Fig. 4 - Schema elettrico dell'oscillatore a quarzo commutabile senza circuiti oscillanti.

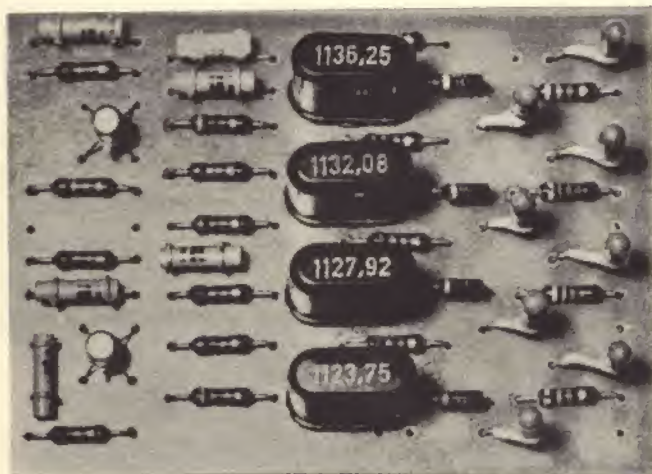


Fig. 5 - Aspetto del montaggio su circuito stampato dello schema di fig. 4.

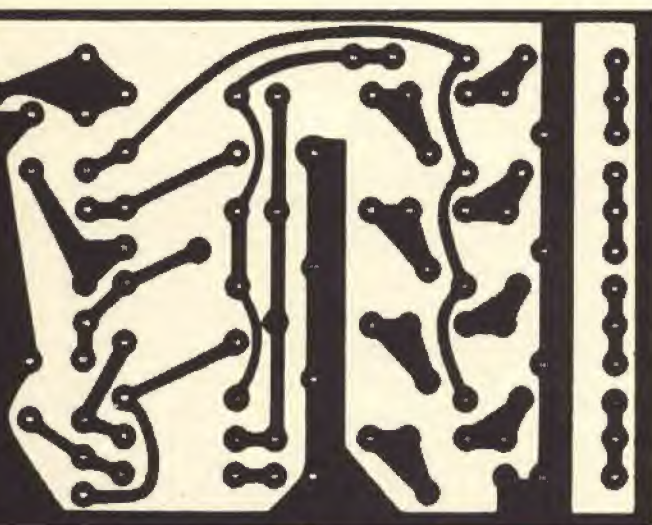


Fig. 6 - Il circuito stampato visto dalla parte del rame.

Il circuito viene costruito su una piastra stampata con le dimensioni di 70 mm x 45 mm (figg. 2 e 3). Per l'intercambiabilità del quarzo s'impegna uno zoccolo. Il consumo di corrente dell'oscillatore è di 7,5 mA con 12 V di tensione di alimentazione e 3 mA con 6 V di tensione di alimentazione.

Coloro che si occupano di trasmissioni usano normalmente tarare la frequenza di trasmissione del quarzo sulla frequenza esatta mettendo in parallelo un trimmer. In questo caso i quarzi debbono avere una frequenza propria alquanto maggiore. In questo caso in parallelo al quarzo viene posto un trimmer ceramico di 30 pF che può venir saldato direttamente sulle piste stampate.

Sia nei ricetrasmettitori che nei comandi a distanza deve esserci la possibilità di poter commutare da un canale all'altro qualora l'apparecchio sia previsto per più canali. Con gli oscillatori a quarzo collegati con circuiti risonanti, è necessario commutare detto circuito o per lo meno il condensatore del circuito. A tale scopo normalmente si impiega un commutatore a stadi che deve essere collegato molto vicino alle bobine e al quarzo poiché fili più lunghi introducono nel circuito delle capacità parassite.

Nel circuito a quarzo senza circuito di sintonia questi collegamenti non esistono. Per la commutazione dei quarzi si impiegano dei diodi, cosicché si ha il vantaggio che il commutatore non occorre che sia posto nelle immediate vicinanze potendo invece risultare distante dal circuito del quarzo e montato in qualsiasi posizione dell'apparecchio dove risulti più opportuno.

In fig. 4 si possono osservare le varie commutazioni dei quarzi. Essi sono posti tramite il condensatore C6 sull'emettitore di T2. L'altro collegamento va ai diodi. Il positivo di questi diodi è collegato, tramite il condensatore C8, all'emettitore di T1. I diodi agiscono così come un commutatore aperto però il circuito non può oscillare.

Girando il commutatore S su 1, il cui centro mobile porta —12 V, si ottiene il controllo mediante tensione negativa. In tal modo ad esempio il diodo D1 conduce e il quarzo Q1 è collegato, tramite il condensatore C8, all'emettitore e, tramite C6, al T2. In tal caso l'oscillatore oscilla sulla frequenza Q1, e analogamente per le altre posizioni corrispondenti al quarzo sul cui diodo viene applicata una tensione negativa attraverso il commutatore.

I condensatori C7, C9, C11 e C13 servono da fuga per i conduttori di comando a-d rispetto alla massa. I condensatori C8, C10, C12 e C14 servono per isolare l'emettitore del transistore T1 quando si commutano le tensioni continue ai diodi.

La tensione AF viene prelevata sul condensatore C5. Nel circuito sono impiegabili tutte le frequenze fondamentali del quarzo con taglio AT fra 1 MHz e 5 MHz. La sua resistenza dinamica di risonanza deve essere più piccola di 100 Ω. Il quarzo commutabile viene montato su di un circuito stampato avente le dimensioni di 95 mm x 70 mm (figg. 5 e 6). I resistori devono essere da 1/8 di W.

AMPLIFICATORE HI-FI DA 130W

a cura di Giampietro ZANGA

Generalmente si ritiene che un amplificatore Hi-Fi di elevata potenza presenti delle difficoltà tali da sconsigliarne la realizzazione a chi non disponga, oltre ad una adeguata preparazione tecnica, di un laboratorio eccezionale dal punto di vista della strumentazione.
In realtà, questo modo di pensare non è totalmente esatto. Naturalmente, è indispensabile possedere alcuni apparecchi di misura che, a condizione di disporre di un circuito ben progettato e tale da non dar luogo ad alcuna possibile brutta sorpresa, possono tuttavia ridursi ad un generatore B.F. e ad un oscilloscopio. Il circuito dell'amplificatore proposto in questo articolo rientra proprio nel caso succitato.

Tra le differenti configurazioni possibili per uno stadio d'uscita, nel progettare questo amplificatore abbiamo preso in considerazione quella a simmetria quasi complementare, a push-pull serie, che utilizza due transistori finali dello stesso tipo. Il circuito che è servito come base per progettare questo amplificatore è illustrato in figura 1.

Questo tipo di circuito è stato scelto soprattutto tenendo conto dei problemi relativi alla reperibilità dei componenti ed al costo degli stessi; l'esperienza insegna, infatti, che i transistori di potenza complementari sono a volte difficili da trovare... e relativamente costosi.

Alcuni potrebbero obiettare che la percentuale di distorsione di uno stadio d'uscita utilizzante una coppia n-p-n/p-n-p è inferiore a quella di uno stadio d'uscita utilizzante transistori p-n-p o anche n-p-n; ma, come vedremo più avanti, esistono alcune soluzioni tecniche che permettono di confutare queste obiezioni per cui, da uno stadio d'uscita equipaggiato con transistori dello stesso tipo, si può ottenere ugualmente una percentuale di distorsione inferiore a quella di un montaggio a simmetria complementare. Ma torniamo per il momento allo schema della figura 1.

A condizione che lo stadio finale venga alimentato con una tensione conveniente e sia equipaggiato di transistori di uscita sufficientemente buoni, è perfettamente possibile pensare di ricavarne una potenza di uscita che raggiunga, ed anche superi, i 100 W_{eff}.

VARIANTE DEL MONTAGGIO

La pratica, però, ci aiuta a comprendere che la soluzione sopra indicata non è soddisfacente, sia dal punto di vista tecnico che da quello strettamente economico. Ciò perché saremmo obbligati ad utilizzare per la coppia complementare (T3-T4) dei transistori capaci di fornire una non trascurabile potenza ed, essendo gli stessi costretti a lavorare con una temperatura di giunzione relativamente alta, non si potrebbero soddisfare tutte le condizioni di affidabilità richieste.

D'altro canto, tenuto conto che tali transistori sono abbastanza costosi, si ha tutto l'interesse ad adot-

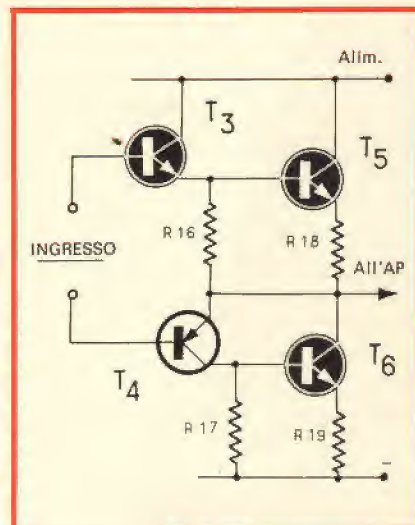


Fig. 1 - Partendo da questo schema — a simmetria complementare — è stato progettato l'amplificatore di potenza descritto.

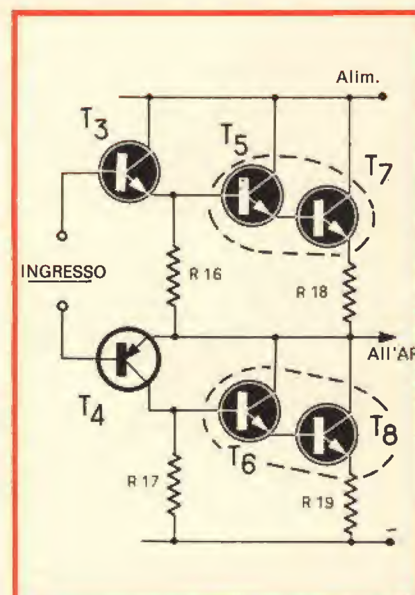


Fig. 2 - Con le potenze in gioco, è preferibile collegare i transistori di uscita (T7-T8) con uno stadio intermedio (T5-T6).

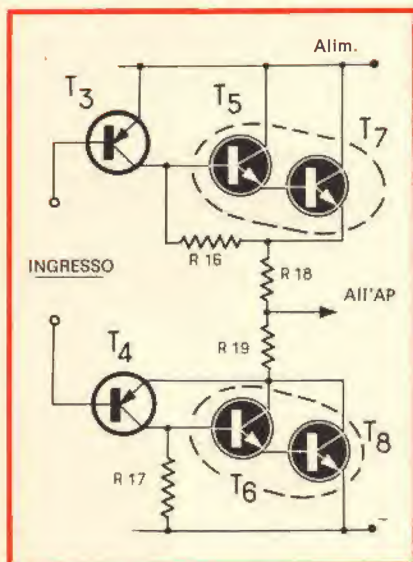


Fig. 3 - Al fine di minimizzare la percentuale di distorsione del montaggio si sottopongono sia le «coppie» dello stadio d'uscita (T5-T7 e T6-T8) che i transistori (T3-T4) ad una contro-reazione in continua (collegamento ai punti «caldi» di R18 e R19).

tare la soluzione schematizzata sul disegno della figura 2, la quale fa intervenire due transistori (T5 e T6), posti come «tampone» tra la coppia complementare (T3 e T4) e i transistori dello stadio di uscita (T7 e T8).

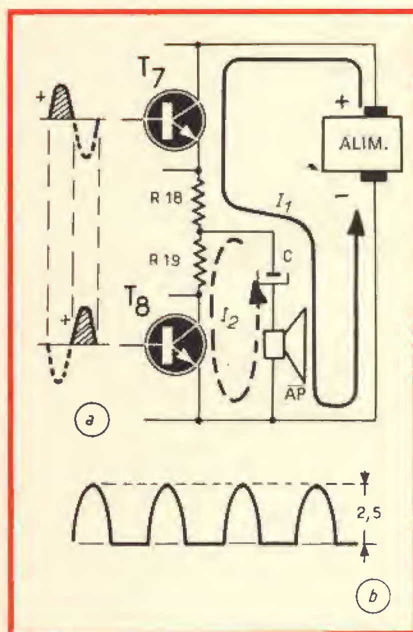


Fig. 4 - Schema classico d'accoppiamento all'altoparlante a mezzo di un unico condensatore (a). In (b) forma della corrente richiesta all'alimentazione da un simile montaggio.

Questa soluzione, più nota sotto il nome di Darlington, presenta il duplice interesse di permettere lo impiego, come T3 e T4, di transistori complementari di bassa potenza e di isolare in qualche modo i transistori di uscita.

Per quanto concerne il funzionamento, conviene tuttavia considerare che l'associazione dei due transistori T5-T7 e T6-T8 utilizzati in ciascun ramo dello stadio di uscita, equivale in effetti ad un unico transistore il cui guadagno globale in corrente è praticamente uguale al prodotto dei guadagni individuali.

E' questo il motivo per cui sullo schema della figura 2 abbiamo incorniciato con un tratteggio T5 e T7 da una parte, T6 e T8 dall'altra.

RIDUZIONE DELLA DISTORSIONE

La disposizione della figura 2 — che si riscontra nella quasi totalità degli amplificatori di produzione industriale — quantunque funzioni perfettamente, non sfugge però a certe critiche chiaramente relative alla percentuale di distorsione che, come già detto, risulta superiore a quella del montaggio a simmetria complementare.

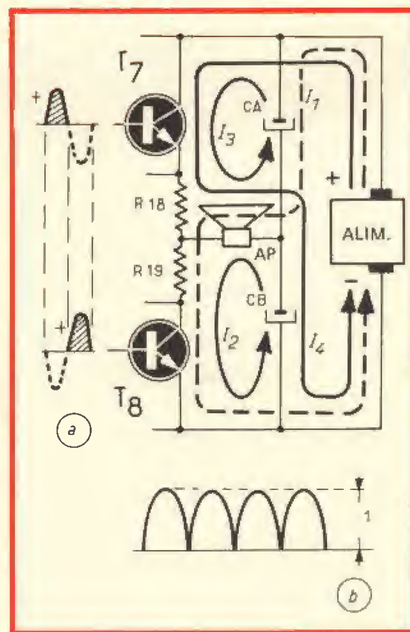


Fig. 5 - Accoppiamento con due condensatori, attuato nel circuito proposto (a). In (b), forma della corrente richiesta all'alimentazione per questo montaggio.

Questa distorsione è dovuta principalmente all'impossibilità di mantenere costante la corrente di riposo dei transistori dello stadio d'uscita, perché il suo valore dipende essenzialmente dalla temperatura delle giunzioni emettitore-base dei transistori di potenza, la quale ultima è essa stessa, funzione delle costanti di dissipazione termica del montaggio.

Da qui l'idea di minimizzare queste variazioni creando, a livello di ciascun transistore equivalente, (T5-T7 e T6-T8) dello stadio di uscita, una contro-reazione in continua.

Tutto ciò è facilmente ottenibile facendo ritornare nel ramo superiore, l'estremità inferiore del resistore, d'emettitore di T3, (R16), non al punto medio del montaggio, ma all'estremità superiore del resistore R18, o per meglio dire all'emettitore di T5-T7.

Per il ramo inferiore, ciò comporta lo spostamento del resistore R19, precedentemente inserito nel circuito d'emettitore di T6-T8, che viene inserito nella connessione di collettore di T6-T8. Questa modifica, dal punto di vista del funzionamento dell'insieme, non cambia praticamente nulla.

L'effetto di contro-reazione viene ottenuto riportando l'emettitore di T4, non al punto medio, ma alla estremità opposta di R19.

Il risultato pratico di queste due semplici modifiche è costituito da una riduzione sostanziale della percentuale di distorsione che, nel caso dello schema illustrato più avanti, è stata portata ad un valore dello 0,05% invece dello 0,2% relativo ad un montaggio di normale concezione.

ACCOPPIAMENTO ALL'ALTOPARLANTE

Per l'accoppiamento all'altoparlante, tenendo conto delle notevoli potenze in gioco, abbiamo adottato una soluzione veramente nuova.

In un montaggio classico, senza trasformatore, l'accoppiamento all'altoparlante si effettua generalmente a mezzo di un condensatore elettrolitico di notevole capacità,

collegato come illustra la figura 4.

Poiché si lavora in classe B, i transistori dello stadio di uscita (T7-T8), sono sbloccati a turno per il tramite delle alternanze positive del segnale di comando applicato sulle loro basi.

Ciò equivale a dire che la sorgente di alimentazione non fornisce effettivamente corrente al montaggio se non durante gli intervalli di sbloccaggio di T7, cioè unicamente durante le alternanze positive del segnale di comando.

In effetti, durante le alternanze negative di quest'ultimo, essendo T7 bloccato, l'alimentazione non può fornire alcuna corrente a T8, che è quindi obbligato a prelevarla sul condensatore C, il quale gli restituisce la carica accumulata quando T7 era in conduzione.

Tutto ciò è schematizzato sul disegno della figura 4, in cui le frecce con riga continua e tratteggiata rappresentano rispettivamente le correnti liberate dall'alimentazione (I_1) e dal condensatore d'accoppiamento (I_2).

L'alimentazione lavora effettivamente per un'alternanza su due, lo andamento della corrente richiesta dall'amplificatore, riveste la forma rappresentata nella figura 4b, che ricorda quella che si osserva alla uscita di un raddrizzatore monofase, e in cui il valore di picco è sensibilmente più elevato rispetto a quello relativo ad un montaggio che richiede un'alimentazione operante su ciascuna alternanza.



Fig. 6 - Oscillogramma della corrente richiesta da un amplificatore che utilizza un unico condensatore di accoppiamento.

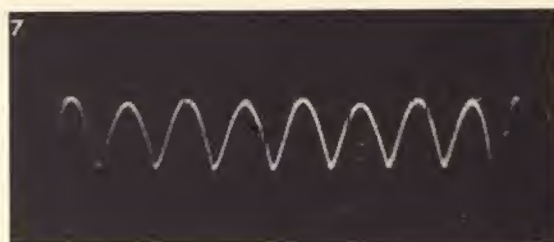


Fig. 7 - Oscillogramma della corrente richiesta da un amplificatore utilizzante due condensatori d'accoppiamento.

Un tale funzionamento può essere ottenuto sostituendo l'unico condensatore di accoppiamento all'altoparlante con due condensatori disposti secondo lo schema della figura 5a.

Con un simile montaggio, quando, ad esempio, T8 è sbloccato dal-

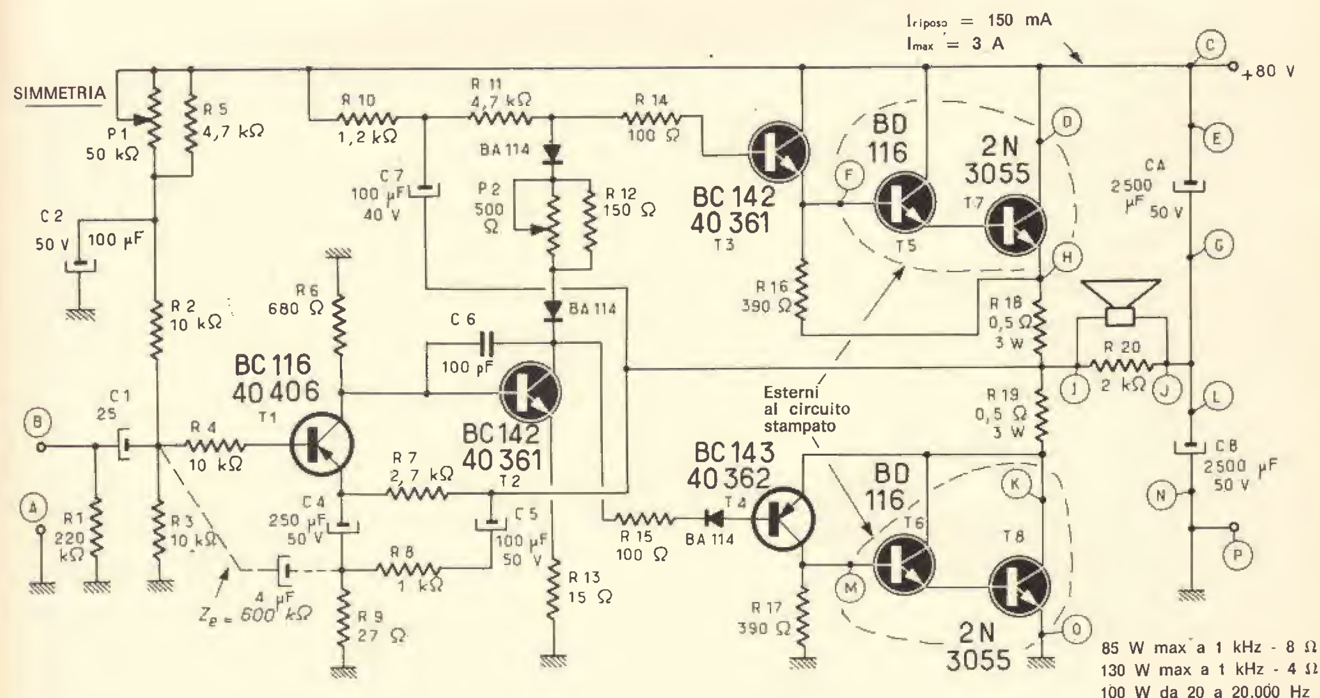


Fig. 8 - Schema d'insieme dell'amplificatore descritto. Il circuito prevede l'impiego di soli transistori al silicio. Le lettere cerchiate si riferiscono al disegno del circuito stampato della figura 9.

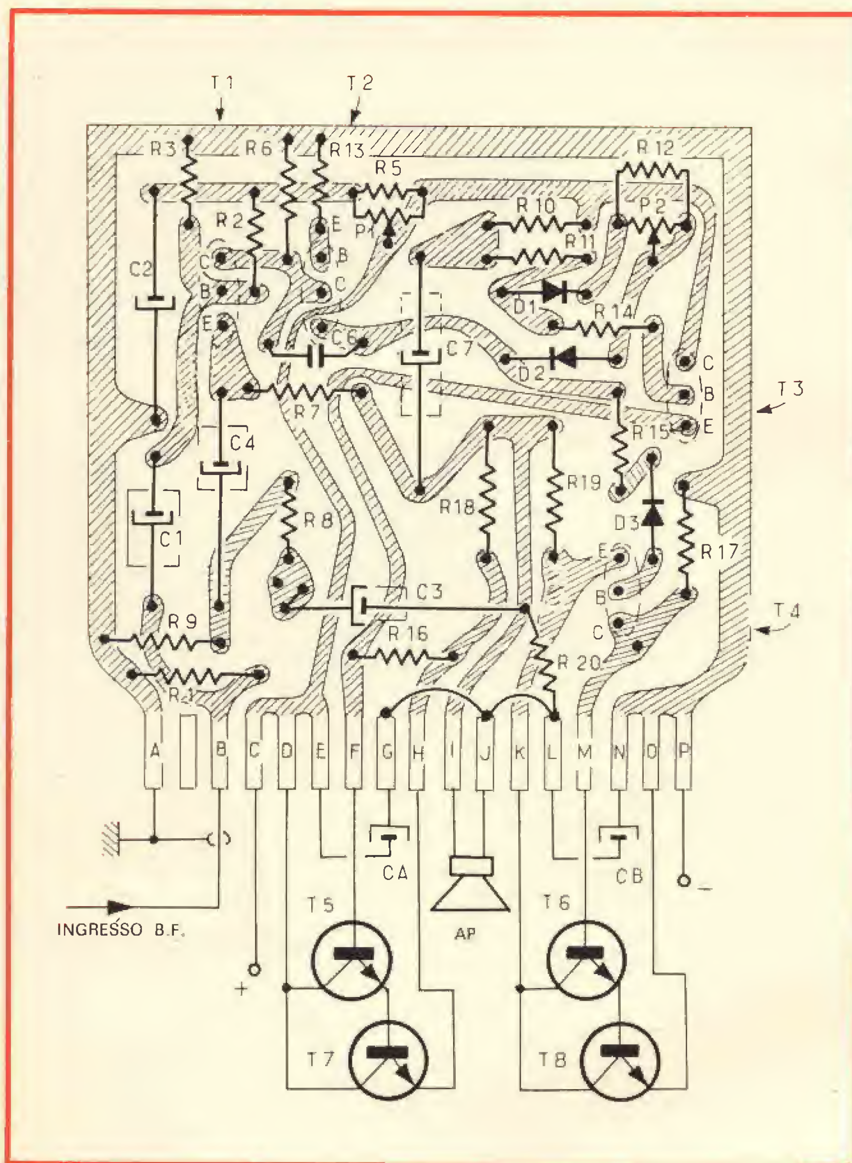


Fig. 9 - Disegno del circuito stampato dell'amplificatore e disposizione dei vari componenti sullo stesso. I transistori T5 ÷ T8 e i condensatori CA e CB sono esterni al circuito stampato.

l'alternanza positiva del segnale di comando, il condensatore CB si scarica provocando il passaggio di una corrente (I_2) attraverso l'altoparlante, mentre, contemporaneamente, l'alimentazione invia una corrente (I_1) nell'altoparlante e in T8, corrente questa che carica CA.

Quando è il turno di T7 ad essere sbloccato dall'alternanza positiva del segnale di comando, è il condensatore CA che si scarica (corrente I_3) attraverso T7 e l'altoparlante, mentre il condensatore CB si carica (corrente I_4) a partire dall'alimentazione attraverso T7 e lo altoparlante.

In conseguenza di ciò l'andamento della corrente liberata da una alimentazione operante a ciascuna alternanza, riveste la forma illustrata nella figura 5b. Come si può constatare, la corrente di picco è notevolmente inferiore rispetto a quella di un montaggio classico (rapporto di 2,5 a 1), e questo evita di dover sovradimensionare l'alimentazione utilizzata e specialmente il trasformatore di rete. Questo, però, non è l'unico vantaggio di una simile soluzione.

In effetti, oltre ad una riduzione dell'ondulazione residua della tensione d'alimentazione, grazie alla presenza di una capacità addizionale di filtraggio costituita dalla messa in serie di CA e CB, questo circuito presenta la particolarità, molto importante, di sopprimere ogni fruscio nell'altoparlante quando si inserisce la tensione d'alimentazione.

Tutto ciò è possibile grazie al fatto che ai capi dei condensatori CA e CB si hanno tensioni uguali, per cui non circola corrente di carica attraverso l'altoparlante.

A titolo indicativo, diamo nelle figure 6 e 7 gli oscillogrammi che mostrano la forma della corrente liberata dall'alimentazione nel caso di un amplificatore provvisto di un circuito di accoppiamento classico (fig. 6) o, al contrario, di un circuito con sistema di accoppiamento a due condensatori (fig. 7).

E' inutile precisare che queste due forme d'onda sono state rilevate con una stessa potenza di uscita.

Il commento a queste due forme d'onda appare superfluo poiché le figure evidenziano perfettamente la superiore efficacia del circuito con sistema di accoppiamento a due condensatori.

SCHEMA DELL'AMPLIFICATORE

Il sistema di accoppiamento succitato è riportato sullo schema generale dell'amplificatore (riprodotto nella figura 8) come del resto i circuiti di contro-reazione in continua grazie ai quali è possibile ottenere una percentuale di distorsione dello amplificatore di valore molto basso.

Il resto del montaggio, del tutto tradizionale, richiede poche spiegazioni.

Questo amplificatore, presenta un'impedenza d'entrata (Z_e) di 10 kΩ circa, che, volendo, può essere portata a 600 kΩ aggiungendo (collegamento tratteggiato) un semplice condensatore tra il punto comune a R2-R3 e a R8-R9. Così facendo si realizza una reazione positiva (boot strap) a livello di T1, che ha come principale conseguenza quella di alzare il valore di Z_e.

Sullo schema si noterà la presenza di un certo numero di lettere cer-

chiate, che rimandano al disegno del circuito stampato, rappresentato in figura 9 e sul quale è possibile inserire tutti i componenti ad eccezione dei condensatori d'accoppiamento (CA-CB) e della doppia coppia di transistori di uscita (T5-T7 e T6-T8). Questi ultimi devono essere montati, due a due, su grossi dissipatori ad alette, al fine di assicurare la migliore dissipazione del calore.

La regolazione è limitata a due interventi: il primo, a livello di P2, al fine di regolare la corrente di riposo a 150 mA; il secondo, a livello di P1, in modo da ottenere una simmetria delle sinusoidi alla massima potenza.

Ricordiamo che questo circuito raggiunge praticamente 130 $W_{eff.}$ a 1000 Hz, con un'impedenza di carico di 4 Ω, e 85 $W_{eff.}$ con una impedenza di carico di 8 Ω.

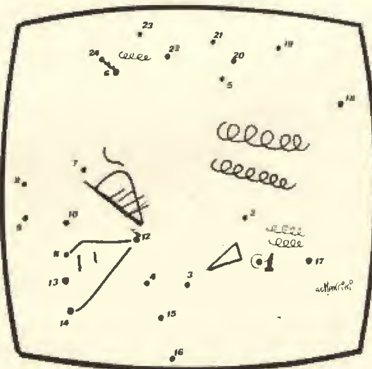
Purché si disponga di un alimentatore capace di fornire 3 A con 80 V, si può contare su una potenza modulata di 100 W tra 20 e 20.000 Hz, il che può essere considerato come un ottimo risultato, soprattutto quando si pensi che in queste condizioni la percentuale di distorsione armonica è dell'ordine dello 0,05% solamente.



VIDEO RISATE



«Ah, è così? preferisci la televisione a me?!..»



Unite i punti dall'1 al 24. Vedrete apparire un personaggio famoso dei teleschermi.



Unite i punti dall'1 al 24. Vedrete apparire un personaggio famoso dei teleschermi.

METRONOMI ELETTRONICI

a cura di Roger KAAN

Per la maggior parte delle esecuzioni musicali si ricorre solitamente ad un metronomo meccanico. Il suo equivalente elettronico sembra incontrare ancora poco interesse; tuttavia esso presenta, dal punto di vista della realizzazione e della utilizzazione, dei vantaggi incontestabili.

Il metronomo meccanico è provvisto di un bilanciere e si carica a mano: esso è destinato a produrre dei segnali sonori a cadenze regolari. Con un metronomo elettronico, invece, si possono facilmente aggiungere ai segnali sonori dei segnali luminosi per meglio concretizzare l'effetto. In questo caso il montaggio non comporta alcuna parte meccanica e ricava l'energia necessaria al suo funzionamento da una piccola pila la cui durata di vita risulta molto lunga.

SCHEMA DI PRINCIPIO

Il circuito elettrico è illustrato in figura 1; in essa si nota che due transistori, detti complementari, BC147 e AC128, rappresentano il cuore del montaggio e costituiscono essenzialmente un piccolo amplificatore BF.

Il transistore BC147, di tipo NPN, opera come preamplificatore. La base di questo transistore è mantenuta, dal lato della linea negativa, ad un potenziale fisso grazie al resistore R1 da 22 kΩ.

Una polarizzazione variabile, ottenuta per mezzo del potenziometro P1 e del resistore di protezione posto tra la base di T1 e il collettore, permette di far variare la cadenza dei segnali sonori.

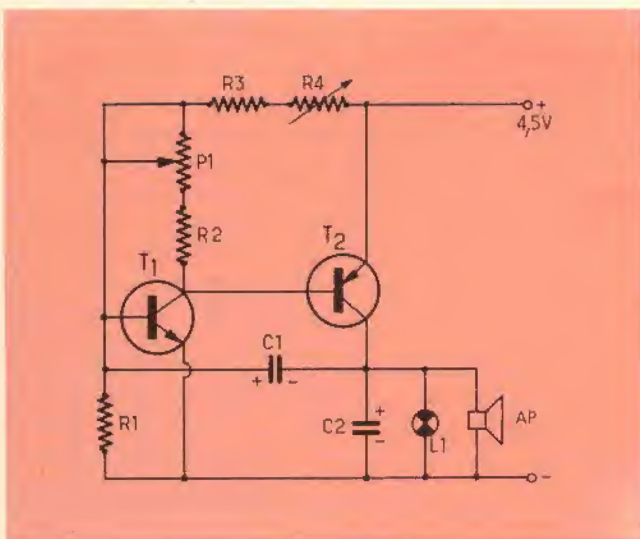
Il circuito formato dal resistore R3 e dal resistore variabile R4 costituisce un controllo di potenza che agisce direttamente sul «tandem» T1-T2 ad accoppiamento diretto per la complementarità dei due transistori.

Il collettore di T2 è caricato da un altoparlante da 8 Ω shuntato da un condensatore di 25 µF e dalla lampadina indicatrice.

Il condensatore C1 ha il compito di assicurare l'allacciamento dell'amplificatore in modo da mantenere le oscillazioni.

Il valore di questo condensatore — 50 µF — assicura l'ottenimento delle frequenze molto basse desiderate.

L'alimentazione viene ottenuta tramite una pila standard da 4,5 V.



ELENCO DEI COMPONENTI Figura 1
R1 = 22 kΩ - 1/2 resistore
P1 = 250 kΩ potenziometro lineare
R2 = 6,8 kΩ - 1/2 W resistore
R3 = 4,7 kΩ - 1/2 W resistore
R4 = 470 kΩ resistore variabile
C1 = 50 µF - 6 V condensatore elettrolitico
C2 = 25 µF - 6 V condensatore elettrolitico
T1 = BC147 transistore
T2 = AC128 transistore
AP = altoparlante da 8 Ω
L1 = lampadina da 3,5 V - 100 mA

Fig. 1 - Schema di un metronomo elettronico optoacustico.

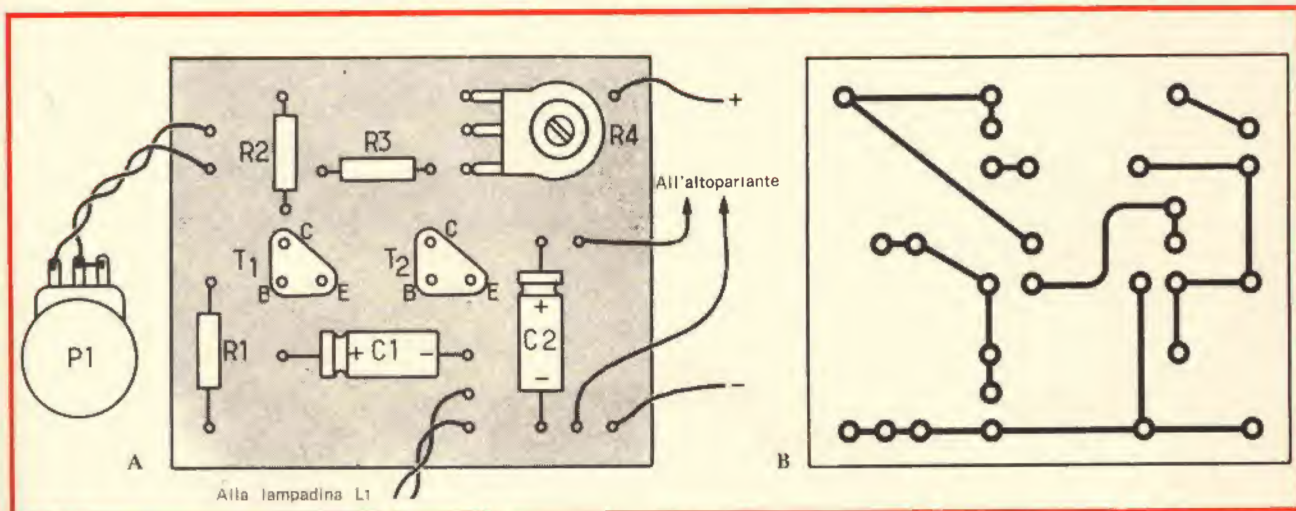


Fig. 2 - A) Circuito stampato, relativo allo schema elettrico di figura 1, visto dal lato componenti. B) Circuito stampato visto dal lato rame.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per realizzare questo piccolo metronomo si possono adottare diversi tipi di supporto di montaggio dal classico circuito stampato ed una basetta perforata.

Tutti i componenti, ad eccezione del potenziometro P1, della lampadina e dell'altoparlante, possono essere sistemati sul circuito stampato o piastrina perforata.

Un esempio di cablaggio è illustrato in figura 2/A mentre per quanto concerne i collegamenti essi sono indicati in figura 2/B.

L'altoparlante adottato condizionerà le dimensioni del contenitore, d'altra parte, sarà del pari necessario prevedere uno spazio sul pannello anteriore per il potenziometro di controllo della cadenza.

Il montaggio, se non sono stati commessi errori banali di cablaggio quali inversione di polarità dei condensatori elettrolitici, errato collegamento dei due transistori e cattive saldature, deve funzionare non appena viene applicata la tensione di alimentazione. La prova del corretto funzionamento è data dall'emissione dello impulso luminoso e sonoro.

Il resistore variabile deve essere regolato per un livello sonoro medio; in caso contrario è necessario munire il transistore AC128 di una piccola piastrina di raffreddamento.

Per il controllo generale dell'apparecchio è necessario riferirsi al numero dei segnali sonori o lampeggi luminosi emessi ogni minuto.

— Largo: da 44 a 72
— Larghetto: da 72 a 100
— Adagio: da 100 a 126
— Andante: da 126 a 154
— Allegro: da 154 a 184
— Presto: da 184 a 208

Ciò fatto è sufficiente montare sull'asse del potenziometro una manopola ad indice in modo che sia possibile passare con facilità da una graduazione all'altra. Le graduazioni, logicamente, saranno riportate sul pannello frontale del contenitore.

UNA VERSIONE PIU' SEMPLICE

La fig. 3 presenta lo schema di principio di un metronomo più semplice rispetto a quello precedente.

Il cuore del montaggio si richiama ad un amplificatore BF semplificato a transistori complementari. La polarizzazione dell'insieme è ottenuta a mezzo di un resistore variabile associato ad un resistore di protezione.

ELENCO DEI COMPONENTI Figura 3
R1 = 22 kΩ - 1/2 W resistore
P1 = 250 kΩ potenziometro lineare
C1 = 10 μF - 12 V condensatore elettrolitico
T1 = AC127, BC107, BC109, 2N2222 transistore
T2 = AC128, AC188, 2N2904 transistore
AP = altoparlante da 2,5 Ω

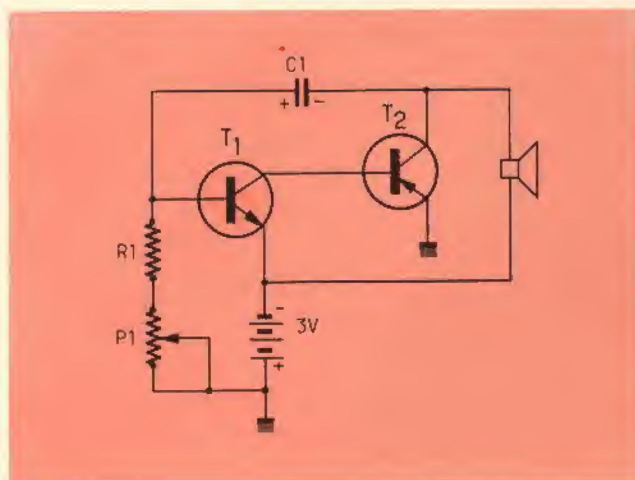


Fig. 3 - Versione semplificata del metronomo di fig. 1.

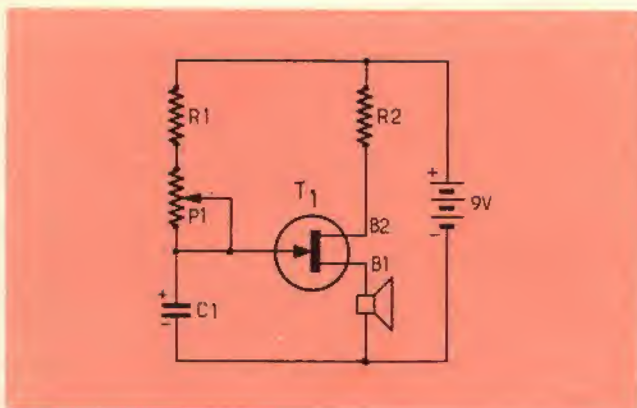


Fig. 4 - Schema elettrico di un metronomo a transistore unigiunzione.

ELENCO DEI COMPONENTI Figura 4		
R1	=	**6,8 kΩ - 1/2 W resistore**
R2	=	**330 Ω - 1/2 W resistore**
P1	=	**250 kΩ potenziometro lineare**
C1	=	**10 μF - 12 V elettrolitico**
T1	=	**2N2646, 2N4871 transistore**
AP	=	**altoparlante da 8 ÷ 16 Ω**

Il collegamento tra i due transistori è diretto, il collettore di T2 è caricato dalla bobina mobile di un piccolo altoparlante da 2,5 Ω.

L'accoppiamento necessario per mantenere le oscillazioni è assicurato per il tramite di un solo condensatore elettrolitico disposto tra la base di T1 e il collettore di T2.

La frequenza delle oscillazioni viene regolata a mezzo del potenziometro lineare P1. L'alimentazione, infine, è di 3 Vc.c. ed è ottenuta attraverso due pile cilindriche di 1,5 V montate in serie.

La realizzazione pratica non crea dei problemi, si può tentare con successo qualsiasi tipo di montaggio anche il più elementare.

Con questo circuito, modificando il valore di C1 e portandolo da 10 μF a 33 nF, si può inoltre realizzare un oscillatore per la pratica dell'alfabeto morse: a tale scopo il monipolatore deve essere posto in serie nel circuito di alimentazione.

METRONOMO AD UN TRANSISTORE

L'impiego di un transistore unigiunzione permette la realizzazione di oscillatori o rilassatori molto semplici. Per le sue particolari proprietà, un transistore unigiunzione del tipo 2N2646 oppure 2N4871 ben si presta alla realizzazione di metronomi ultra semplificati.

La fig. 4 propone appunto un circuito utilizzante un transistore unigiunzione. Quando la tensione di alimentazione viene applicata, il condensatore C1 si carica attraverso la resistenza equivalente P1 + R1.

Nel momento in cui la tensione dell'emettitore di T1 raggiunge un limite determinato, la giunzione E-B1 diventa conduttrice e, di conseguenza, il condensatore C1 si scarica nell'altoparlante producendo un segnale sonoro paragonabile a quello dei metronomi meccanici.

Si deve notare che l'altoparlante dev'essere inserito nel circuito di B1 e non in quello di B2. Il circuito RC determina una costante di tempo in relazione diretta con la frequenza generata; il potenziometro P1 di conseguenza, assicura il controllo della frequenza degli impulsi. La tensione di alimentazione è ottenuta con una normale pila piatta da 9 V.

LAMPEGGIATORE A CELLULA LDR

a cura di FRANTOS

Descriviamo in questo articolo un circuito lampeggiatore di tipo un po' particolare, munito cioè di un fotoresistore LDR.

Ci sono diversi tipi di lampeggiatori elettronici adatti alle potenze più diverse, di solito il funzionamento di questi circuiti viene assicurato per mezzo di un multivibratore ad accoppiamento incrociato; nel nostro circuito invece l'accoppiamento necessario all'inizio delle oscillazioni viene realizzato con un sistema ottico elettronico.

SCHEMA DI PRINCIPIO

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico del circuito lampeggiatore. In esso vengono impiegati due transistori NPN di tipo comune; naturalmente si possono usare anche dei tipi PNP invertendo la polarità della alimentazione.

I due transistori vengono montati a collegamento diretto: di conseguenza, quando il transistore T_1 è conduttore, T_2 è bloccato e viceversa. Quando il circuito viene alimentato, il condensatore C_1 si carica lentamente attraverso il resistore R_1. La giunzione fra C_1 e R_1 si trova allora collegata alla base di T_1 per mezzo del resistore R_2, questo di conseguenza rende conduttore il transistore T_1.

Come si vede dallo schema, il collettore di T_1 è collegato direttamente alla base di T_2; questo resta bloccato poiché il potenziale della base è praticamente uguale a quello dell'emettitore a causa della bassa resistenza della giunzione emettitore-collettore di T_1 allo stato di saturazione. Come conseguenza si ha che la lampadina L_1 resta spenta fino a quando la base di T_1 viene sbloccata.

In effetti quando il condensatore C_1 è caricato, il transistore T_1 passa allo stato di interdizione. Il resistore comune R_3 polarizza allora la base del transistore T_2 positivamente. Il transistore T_2 diventa conduttore, la lampadina L_1 si accende.

La luce prodotta dalla lampadina L_1, va a colpire il fotoresistore L.D.R. collegato in parallelo al condensatore C_1. La resistenza di questa fotocellula, dopo essere stata illuminata, diventa molto bassa; di conseguenza T_1 diventa conduttore e C_1 si scarica. La lampadina L_1 si spegne.

Il condensatore C_1 si ricarica di nuovo e quindi il ciclo ricomincia e si ripete. La frequenza dei lampeggi dipende dal valore del condensatore C_1.

Questa frequenza si può variare anche avvicinando o allontanando la lampadina dalla fotocellula L.D.R.

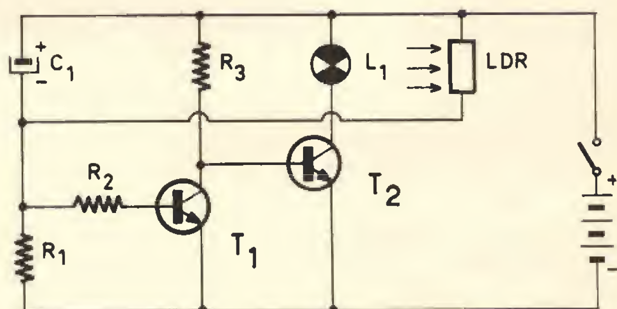


Fig. 1 - Schema elettrico del lampeggiatore con fotocellula.

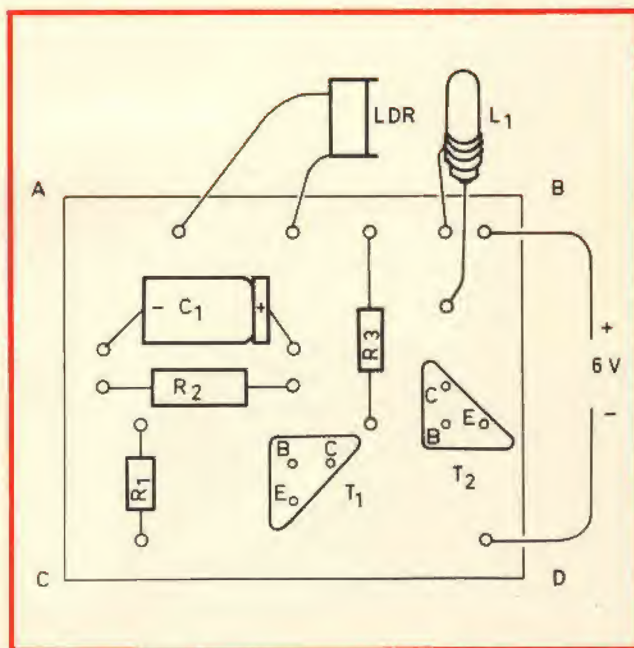


Fig. 2 - Esempio di cablaggio dei componenti il lampeggiatore.

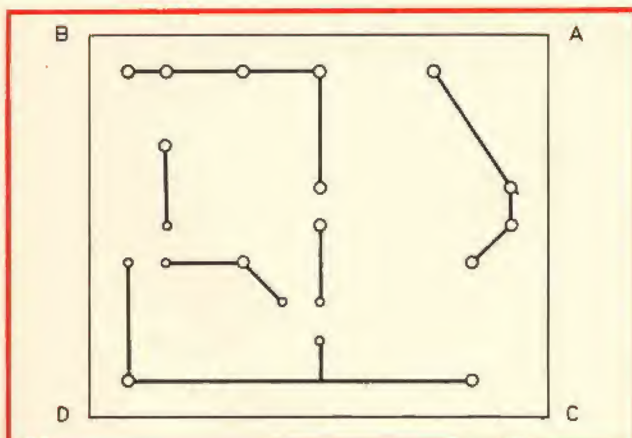


Fig. 3 - Circuito stampato del lampeggiatore visto dal lato rame.

Più la lampadina sarà vicina alla fotocellula, più rapidi saranno i lampeggi.

La tensione di alimentazione del circuito è di 6 V.

REALIZZAZIONE PRATICA

Tutti i componenti del circuito possono essere montati su una piastrina forata (fig. 2) oppure si può realizzare un circuito stampato, che come si può vedere in fig. 3, è molto semplice.

Ricordiamo che è consigliabile lasciare i terminali del fotoresistore lunghi, in modo da poter assicurare una buona regolazione fotocellula/lampadina. Anche la lampadina L1 verrà fissata per mezzo di fili di cablaggio rigidi e isolati.

ELENCO DEI COMPONENTI	
R1	**: resistore da 220 kΩ - 1/2 W**
R2	**: resistore da 4,7 kΩ - 1/2 W**
R3	**: resistore da 680 Ω - 1/2 W**
C1	**: condensatore elettrolitico da 25 ÷ 50 μF - 12 V**
T1	**: transistore 2N2222 oppure 2N2826 - BC109**
T2	**: transistore 2N3416 oppure AC187**
LDR	**: qualsiasi tipo**
L1	**: lampadina da 6,3 V - 0,1 mA**

ALIMENTATORE STABILIZZATO 12 Vc.c. - 15 mA



scatole di montaggio

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione in uscita:	**12 Vc.c.**
Corrente massima:	**15 mA**
Alimentazione: 117-125/220-240 V 50 ÷ 60 Hz	
Diodo impiegato:	**1N4001**
Zener impiegato:	**1ZS12**

Questo alimentatore stabilizzato è stato studiato esclusivamente per alimentare l'amplificatore d'antenna Amtron UK 285 attraverso il cavo di discesa dell'antenna. Oltre alle sue ridotte dimensioni 110x70x x50 mm è munito di un supporto a molla per il fissaggio allo schienale del televisore.

Il circuito elettrico dell'alimentatore stabilizzato UK 672 è visibile in fig. 1. Esso è costituito dal trasformatore d'alimentazione T1, per il collegamento alla rete a corrente alternata 50÷60 Hz 110-220 V, dal sistema raddrizzatore (nel quale è stato impiegato il diodo 1N4001 D1, a valle del quale si trovano due condensatori da 100 μF C1-C2 per il livellamento della corrente raddrizzata) e dal vero e proprio stabilizzatore, costituito dal diodo zener 1ZS12 D2 il quale provve-

Fig. 1 - Schema elettrico.

de alla stabilizzazione della tensione in uscita.

Uno dei più gravi inconvenienti generalmente riscontrabili nell'utilizzazione di questi tipi di alimentazione per amplificatori di antenna è costituito dal faci-

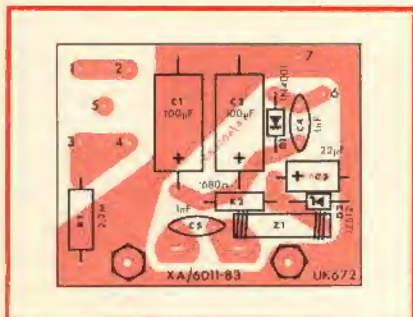


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

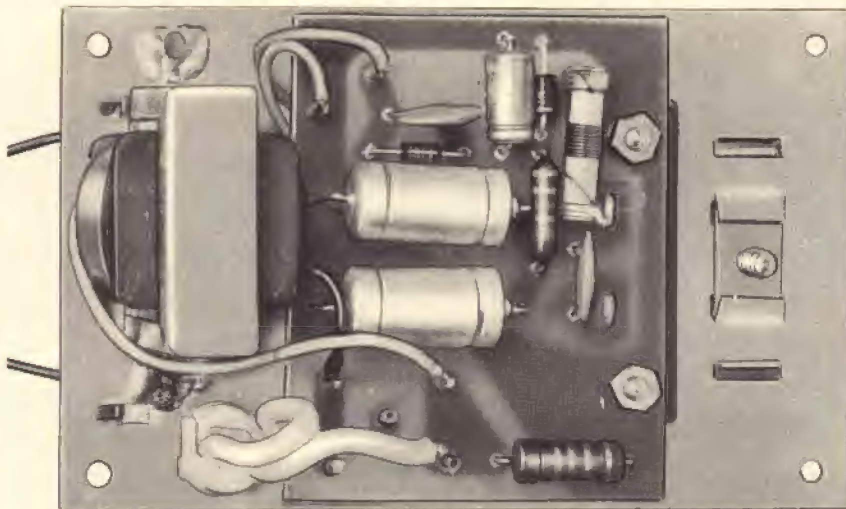


Fig. 4 - Circuito stampato a montaggio ultimato inserito sul fondello metallico.

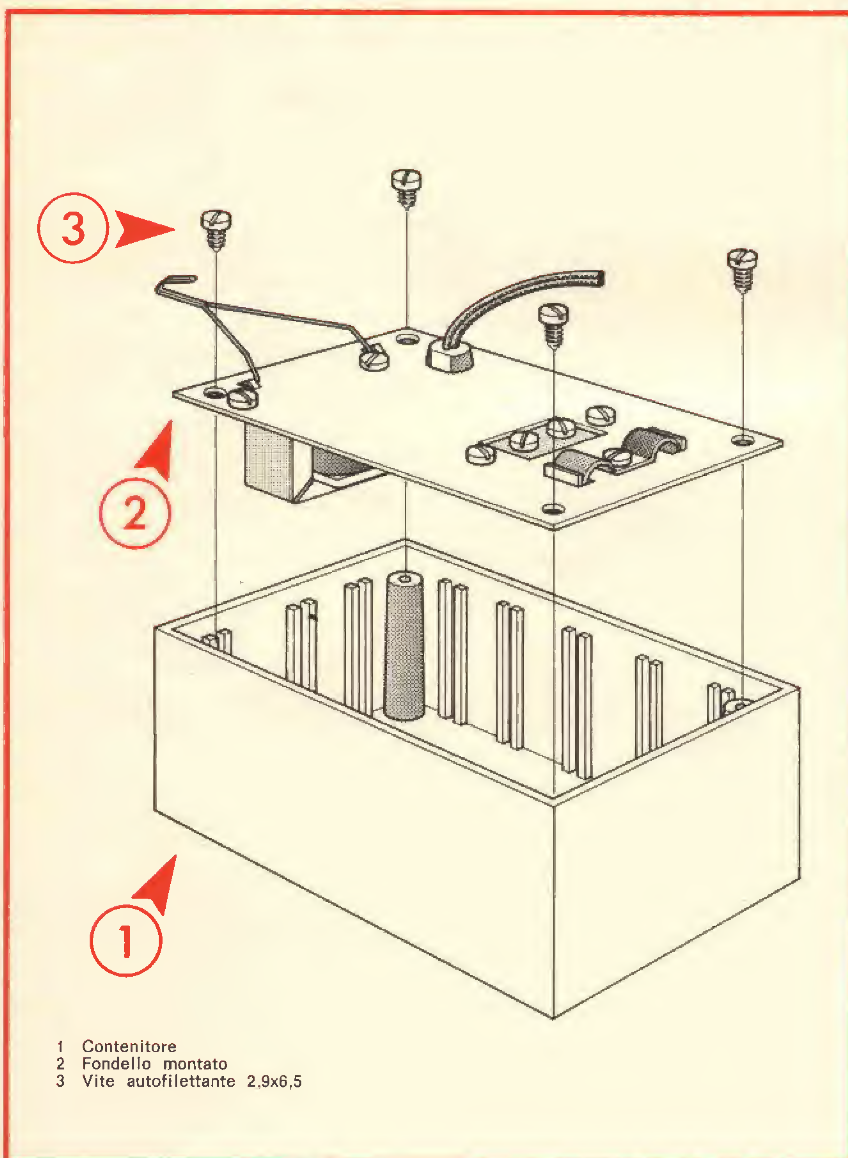


Fig. 3 - Inserimento del fondello montato nel contenitore.

le deterioramento dovuto all'impianto dell'antenna non ben collegato alla terra, come per esempio, antenne fissate su balconi, in condizioni di tempo cattivo o temporalesco.

In effetti, in queste condizioni, l'impianto dell'antenna e la discesa coassiale sono sottomessi a cariche elettrostatiche, a spettro di frequenza a forma transitori, abbastanza elevate che per scaricarsi verso terra seguono il cammino dell'alimentazione verso rete sottoponendo i suoi componenti, trasformatore (isolamento secondario-primario) e il diodo raddrizzatore D1, ad una tensione tale da deteriorarli. L'Amtron ha provveduto ad eliminare questo grave inconveniente con accorgimenti semplici e sperimentati.

Questo perfezionamento consiste nella messa in parallelo al diodo D1 del condensatore C4, da 1 nF, il quale ha il compito di lasciare passare i transitori senza danneggiare il diodo.

Il resistore R1 da 2 MΩ, permette alla capacità esistente tra avvolgimento secondario e primario di scaricarsi verso la rete senza danneggiare il trasformatore.

Il valore di questo resistore è stato scelto in modo da risultare abbastanza elevato per evitare di non avere la tensione di rete presente sul corpo della alimentazione.

MONTAGGIO MECCANICO ED ELETTRICO

Meccanicamente l'alimentatore si compone di due parti e precisamente:

1) Contenitore sul quale viene racchiuso l'intero montaggio.

2) Circuito stampato sul quale sono montati tutti i componenti.

Ulteriori istruzioni di montaggio sono riportate nell'opuscolo allegato al Kit.

Prezzo netto imposto L. 4.900

AMPLIFICATORE D'ANTENNA VHF-UHF



L'UK 285 è un amplificatore d'antenna a larga banda capace di amplificare i segnali compresi nella gamma di frequenza che si estende da 50 a 600 MHz.

L'apparecchio, in particolare può amplificare i segnali della banda FM da 64 a 108 MHz - Banda I da 52,5 a 80 MHz (canali ABC) Banda III da 174 a 230 MHz (canali D a H2) Banda IV da 470 a 581 MHz (canali 21 a 35).

Il vantaggio di questo amplificatore, al contrario di quanto avviene per quelli esistenti in commercio, è dato dall'assenza di qualsiasi regolazione per la predisposizione al canale che si desidera ricevere. Il tipo di configurazione circuitale impiegato, è il circuito con emettitore comune, mediante il quale si ottiene il massimo guadagno di corrente, controllato con dei semplici circuiti di controreazione. In tal modo si evita lo impiego dei trasformatori interstadio di adattamento delle impedenze a tutto vantaggio del buon funzionamento. Questo amplificatore viene fissato al palo di sostegno dell'antenna e la sua alimentazione si ottiene mediante il cavo di discesa.

Il tipo di alimentatore particolarmente adatto per questo amplificatore d'antenna VHF-UHF è l'UK 672 sempre della AMTRON.

75μH
Z2
R4
1,8k
R9
1,2k
C3 R3
100pF 470Ω
C7 R8
100pF 470Ω
Z3
75μH
(UK672)
ALIMENTAT.
MISCELATORE
ANTENNA
C4
100pF
C9
100pF
R2
18k
R7
18k
USCITA
75Ω
C1
1nF
INGRESSO
75Ω
Tr1
BFY90
Tr2
BFY90
C2
3pF
C6
1nF
C10
1nF
Z1
75μH
R1
18Ω
C5
1nF
R5
270Ω
C8
15pF
R6
18Ω

Fig. 1 - Schema elettrico.

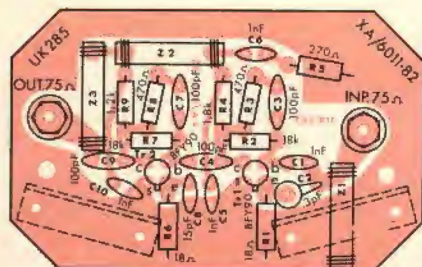


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

CARATTERISTICHE

Gamma di frequenza: VHF-UHF da 50 ÷ 600 MHz	
Guadagno:	**≥ 10 dB**
Impedenza d'ingresso:	**75 Ω**
Impedenza di uscita:	**75 Ω**
Assorbimento:	**15 mA c.c.**
Tensione d'alimentazione:	**12 Vc.c.**
Transistori impiegati:	**2 x BFY90**

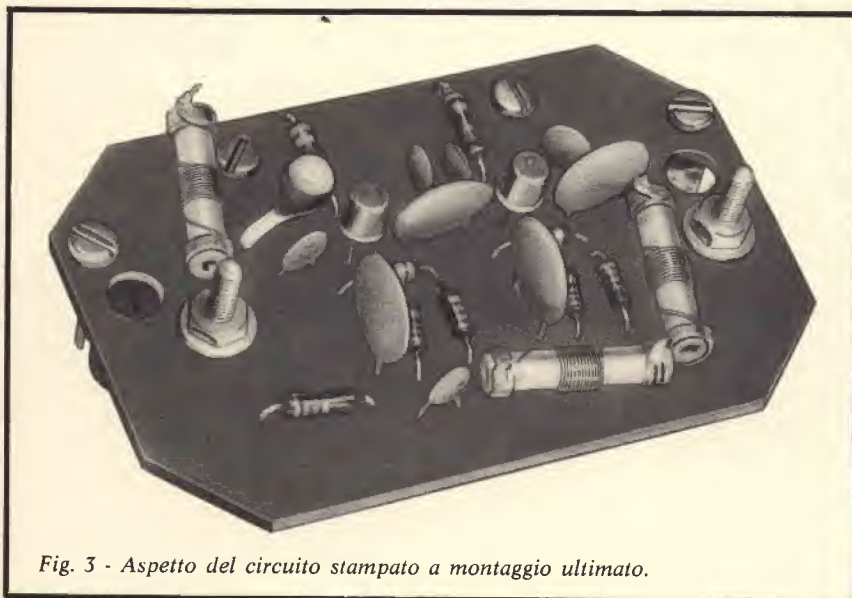


Fig. 3 - Aspetto del circuito stampato a montaggio ultimato.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito elettrico di questo amplificatore d'antenna VHF-UHF è visibile in figura 1 e, come si rivela, comprende due transistori BFY90 (TR1-TR2) in circuito ad emettitore comune.

L'adattamento delle impedenze sia all'ingresso sia all'uscita è ottenuto mediante un'accurata scelta dei valori dei componenti del circuito di controreazione. La controreazione è di due tipi: parallelo o serie.

Nel primo stadio, costituito dal transistore TR1, la controreazione in parallelo si ottiene mediante il gruppo R3-C3 inserito fra la base ed il collettore, mentre quella serie è ottenuta mediante il resistore R1 inserito nel circuito di emettitore. Nel secondo stadio è impiegata soltanto la controreazione in parallelo costituita dal gruppo R8-C7 inserito tra la base ed il collettore. La controreazione in parallelo tende ad abbassare il valore delle impedenze mentre quella in serie tende ad aumentarle di modo che esse si compensano reciprocamente. Il condensatore C2, inserito fra la base e l'emettitore di TR2, provoca un picco nella curva del guadagno in corrispondenza delle frequenze più alte, in modo da ottenere un guadagno quasi costante.

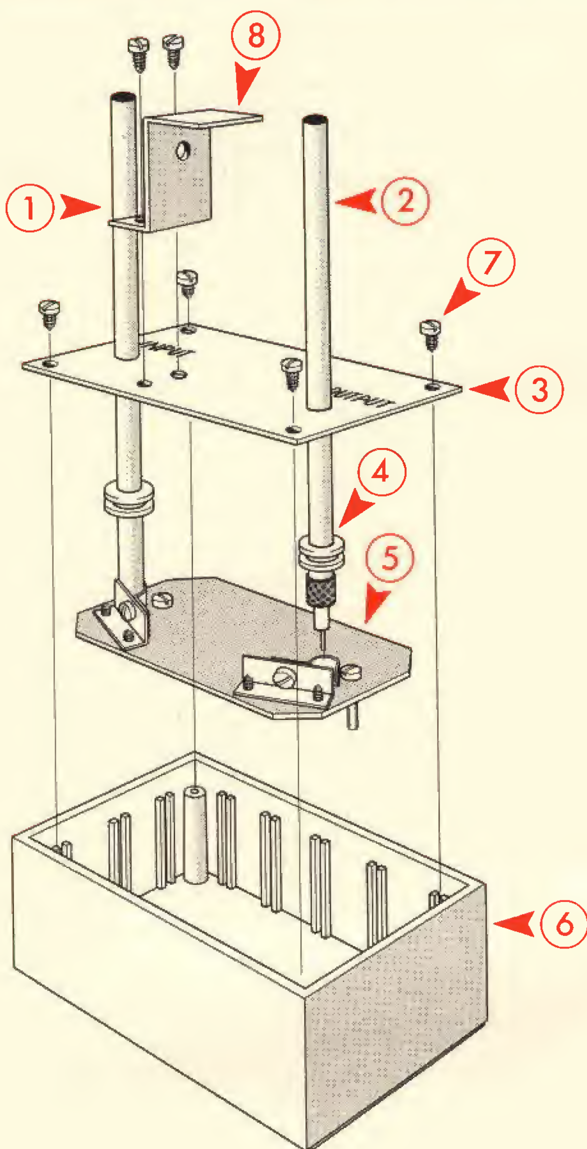


Fig. 4 - Esploso di montaggio dell'amplificatore nel contenitore.

MECCANICA

Meccanicamente l'amplificatore d'antenna VHF-UHF si compone di tre parti e precisamente:

1) Contenitore nel quale viene racchiuso l'intero montaggio.
2) Circuito stampato nel quale sono montati tutti i componenti.
3) Supporto per il fissaggio del contenitore al palo di sostegno dell'antenna.

MONTAGGIO MECCANICO ELETTRICO

Il montaggio di questo amplificatore d'antenna risulta particolarmente semplice grazie alle chiare e dettagliate istruzioni contenute nell'opuscolo allegato al kit.

La figura 2 illustra la serigrafia del circuito stampato e mette in evidenza la disposizione dei componenti.

La figura 3 presenta una vista fotografica della basetta montata.

Prezzo netto imposto L. 5.900



VOX

COMMUTATORE ELETTRONICO PER MICROFONI

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	**12 Vc.c.**
Assorbimento:	**150 mA**
Tempo di intervento regolabile da:	**0,1 ÷ 2 s**
Ingressi:	**alta e bassa imped.**
Impedenza minima di uscita:	**2000 Ω**
Guadagno amplificatore:	**60 dB circa**
Gamma di frequenza:	**150 ÷ 4000 Hz**
Tensione di uscita:	**500 mV$_{eff}$ max**
Transistori impiegati:	**FET 2N3819 2xBC207B - 2xBC209B BC153 - BC107B**
Diodi impiegati:	**4xOA90 - 10D1**

Il VOX che si realizza con la scatola di montaggio AMTRON UK 390, è un commutatore elettronico che viene comandato dal microfono. In tal modo vengono eliminate le manovre manuali che sono necessarie per passare dalla ricezione alla trasmissione, e viceversa, durante le conversazioni che si effettuano tra i radioamatori, i CB, od altri servizi.

Durante le comunicazioni fra CB o radioamatori, il passaggio dalla posizione di ricezione a quella di trasmissione, e viceversa, comporta sempre l'impiego di un commutatore che frequentemente è causa di inconvenienti, ciò soprattutto quando il dialogo fra due o più corrispondenti è formato da frasi piuttosto brevi che richiedono il continuo passaggio dalla posizione di ricezione a quella di trasmissione e viceversa.

Usando il VOX AMTRON UK 390, le operazioni di commutazione si effettuano invece automaticamente parlando davanti al microfono. In altre parole, quando si parla davanti al microfono si passa dalla posizione di ricezione a quella di trasmissione mentre durante le pause, in attesa della risposta, si ha la commutazione inversa, sempre automatica, dalla posizione di trasmissione a quella di ricezione.

Inoltre, in relazione all'elevato grado di amplificazione del suo circuito, il VOX può essere utilizzato, contemporaneamente al dispositivo di VOX, quale amplificatore microfonico e nulla esclude che il suo uso possa essere esteso ad altri sistemi di comunicazione come ad esempio agli apparecchi interfonici.

IL CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico del VOX AMTRON UK 390, illustrato in figura 1, non è eccessivamente complicato.

I primi tre transistori fungono da amplificatori microfonici. Il transistore FET, TR1, 2N3819, costituisce infatti il primo stadio amplificatore a due ingressi in parallelo in modo che quando non occorre il preamplificatore l'uscita del microfono può essere inviata direttamente al modulatore.

I transistori TR2 e TR3, rispettivamente del tipo BC209 e BC207, amplificano ulteriormente i segnali in modo da fornire all'uscita della sezione amplificatrice un segnale che sia in grado di azionare il relè.

L'amplificazione complessiva infatti, è di oltre 60 dB, ragione per cui generalmente si può fare a meno dello stadio preamplificatore entrando direttamente nel modulatore mediante la presa MIC/OUT.

Si tratta di un circuito amplificatore convenzionale che non presenta alcuna particolarità descrittiva: si può rilevare soltanto che i transistori TR2 e TR3 hanno i loro circuiti di base alimentati rispettivamente tramite i resistori R6, da 270 kΩ e R10 da 150 kΩ, che svolgono anche una funzione stabilizzatrice della tensione di polarizzazione.

Il guadagno di questi due stadi è incrementato mediante l'impiego del condensatore by-pass C7, la cui capacità è di 4,7 μF.

I segnali che escono dalla sezione amplificatrice sono avviati al circuito rivelatore che è costituito dai diodi D1 e D2, del tipo OA90. L'uscita in continua del circuito rivelatore va ad alimentare il transistore TR5, BC153, dopo essere stata amplificata dal transistore TR4, BC207, che funge per l'appunto da amplificatore in c.c.

scatole di montaggio

Quando alla base del transistore TR5 non giunge alcun segnale, cioé quando non si parla davanti al microfono, nel suo circuito di collettore ovviamente non circola alcuna corrente e pertanto il potenziale di base del transistore TR6, del tipo BC107, viene a trovarsi vicino allo zero e nella bobina del relè non circola corrente. Quando invece sulla base del transistore TR5 arriva un segnale, nel suo circuito si ha una certa corrente, che è proporzionale all'intensità del segnale stesso, per cui la base del transistore TR6 è polarizzata da una certa tensione che a sua volta provoca una corrente di collettore che circola anche nella bobina del relè eccitandolo.

Il diodo D3, del tipo 10D1, ha il compito di proteggere il transistore TR6 dalle variazioni di corrente che si manifestano nella bobina del relè durante il suo funzionamento mentre le due bobine e i tre condensatori C14, C15, e C16, da 4,7 nF ciascuno, evitano che la modulazione possa essere disturbata dai click del relè quando si eccita o si diseccita. Si tratta di un filtro simile a quello che si impiega in CW (telegrafia) per eliminare il ticchettio del tasto.

L'azione del transistore TR4 è ritardata dal condensatore C12, da 10 μF, la cui costante di tempo è stata opportunamente scelta e che può essere regolata ulteriormente mediante il potenziometro DELAY, P4, da 10 kΩ per i ritocchi più sostanziali e mediante il trimmer TIME DELAY, da 100 kΩ, per piccoli ritocchi.

Il transistore TR7, BC209, preleva la bassa frequenza dalla bobina mobile del-

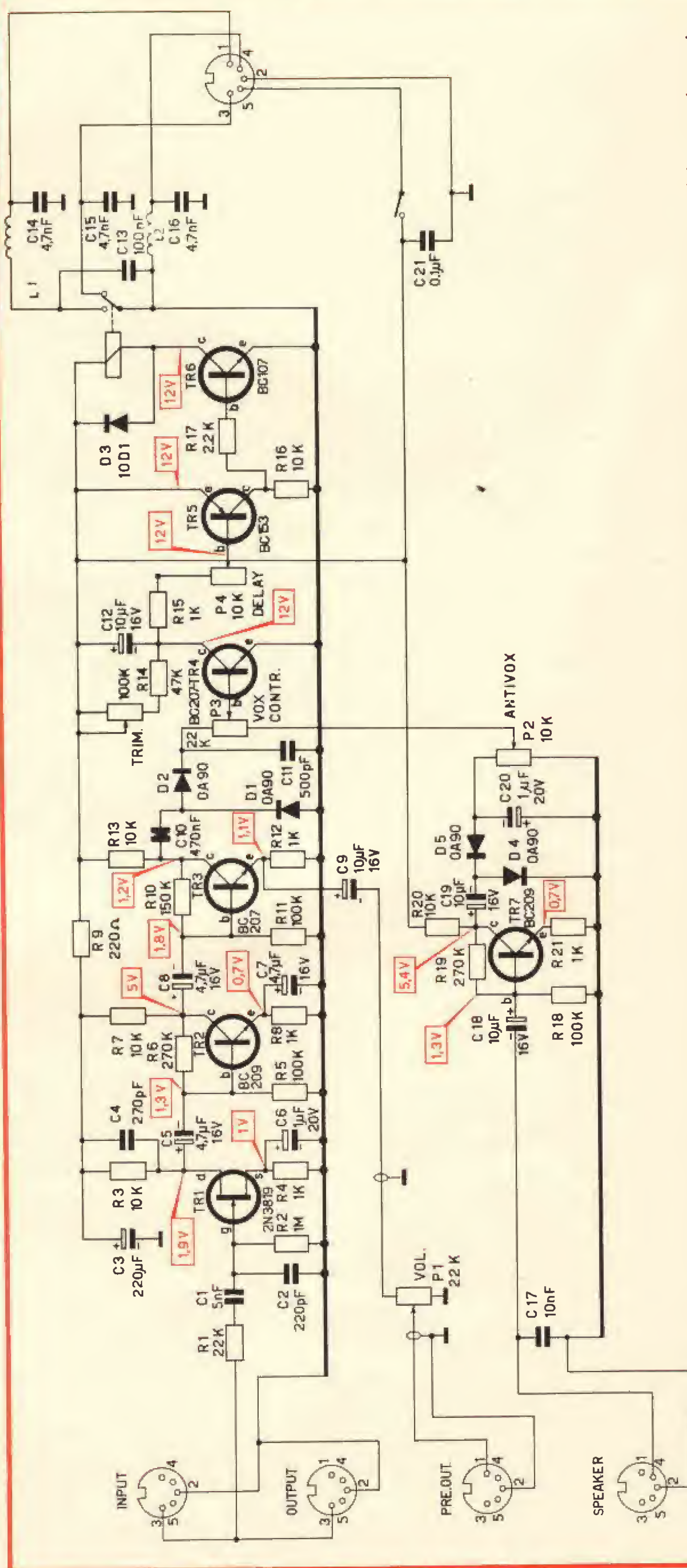


Fig. 1 - Schema elettrico. Le tensioni sono state misurate con un voltmetro elettronico ad alta resistenza (1 MΩ) tra massa e i punti indicati, tutti i potenziometri a zero e senza segnali in ingresso.

Fig. 2 - Aspetto dell'UK 390 a montaggio ultimato.

l'altoparlante ed il suo compito è quello di eliminare l'effetto Larsen (dovuto alla risonanza fra il microfono e l'altoparlante) e di fungere da ANTIVOX nel seguente modo: i segnali provenienti dal ricevitore sono amplificati dal transistore TR7 e rettificati dai due diodi D4 e D5, OA90. L'uscita di questo circuito rivelatore ha una polarità negativa che è opposta alla tensione positiva che si ha all'uscita del circuito rivelatore principale costituito dai due diodi D1 e D2. Quando i due potenziometri P2, (ANTIVOX) e P3 (VOX), sono regolati correttamente, qualsiasi influenza dell'altoparlante sul dispositivo VOX è evitata. Siccome la costante di tempo del circuito rivelatore ANTIVOX deve essere piuttosto piccola, è stato inserito il condensatore C20 da 1 μF.

Da quanto abbiamo detto risulta quindi evidente che il dispositivo ANTIVOX ha il compito di evitare che i segnali (cioè la modulazione) emessi dall'altoparlante possano eccitare il microfono facendo entrare in trasmissione l'apparecchio.

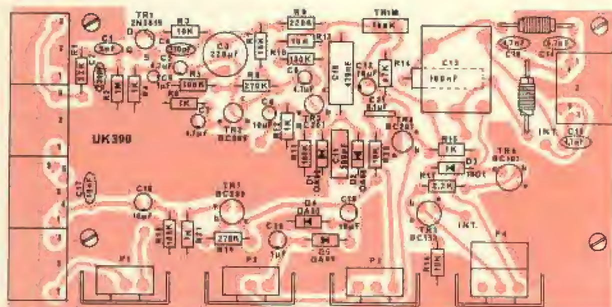


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato vista dal lato componenti.

Riassumendo quanto abbiamo detto, i comandi relativi al VOX UK 390 hanno il seguente compito:

VOLUME - serve a regolare la tensione d'uscita.

VOX - regola la sensibilità d'intervento della commutazione automatica ricevitore-trasmettitore e viceversa.

ANTIVOX - regola il livello d'intervento del VOX in funzione del livello sonoro dell'altoparlante del ricevitore.

DELAY ON/OFF - serve come interruttore generale del VOX e fissa il tempo durante il quale il relè deve restare eccitato.

TIME DELAY - serve per effettuare piccoli ritocchi della costante di tempo.

Fig. 4 - Esploso di montaggio delle parti staccate.

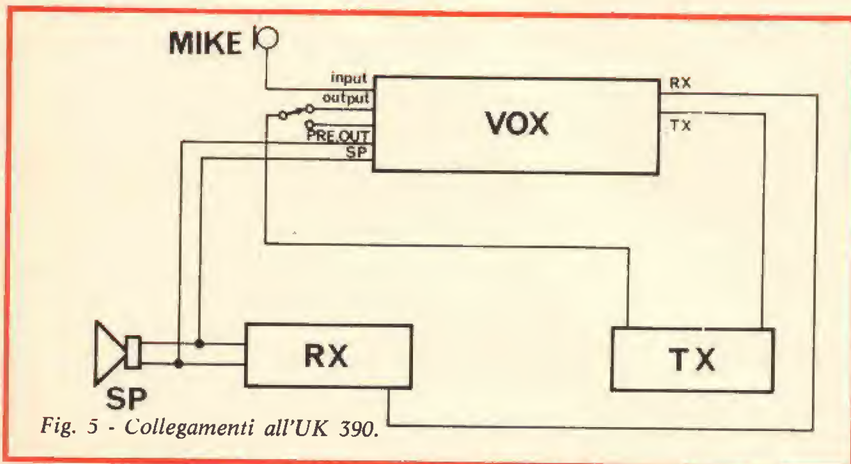


Fig. 5 - Collegamenti all'UK 390.

MONTAGGIO

Il montaggio del commutatore elettronico VOX UK 390, malgrado la apparente complessità del circuito, è accessibile a chiunque poiché le istruzioni, riportate nell'opuscolo allegato al Kit, sono accompagnate dalle riproduzioni serigrafica e fotografica del circuito stampato e da alcuni esplosi che illustrano come debba essere effettuato il montaggio dei vari componenti.

Prima di effettuare il montaggio vero e proprio è buona norma selezionare accuratamente, in funzione del loro valore, i componenti: specialmente i resistori ed i condensatori in modo da evitare errori. In caso di dubbio si raccomanda di consultare il codice dei colori che rappresenta l'unico metodo valido per evitare l'inversione dei componenti fra loro. Ciò come è noto può provocare dei danni irreparabili ai transistori.

I resistori, i condensatori ed i diodi, salvo indicazione contraria, dovranno essere disposti orizzontalmente sul circuito stampato ed i loro terminali dovranno essere i più corti possibile. I condensatori al tantalio e quelli a disco saranno disposti verticalmente sempre con terminali molto corti.

MESSA A PUNTO

La messa a punto del commutatore elettronico AMTRON UK 390 non è difficoltosa e quando si è acquisita una certa pratica essa può essere effettuata nel giro di pochi secondi.

Una volta che sono stati eseguiti i collegamenti, come sono indicati in figura 5, si agirà nel seguente modo: parlando davanti al microfono si regolerà lentamente il potenziometro P3 (VOX CONTROL) in modo che pronunciando la parola ad intensità normale si abbia l'azione del VOX, cioè che il relè si ecciti, e si verifichi il passaggio dalla posizione di ricezione a quella di trasmissione.

Il potenziometro P4, relativo al DELAY, che regola la costante di tempo, dovrà essere regolato in modo che il relè si stacchi non appena si cessa di parlare e si riattacchi quando si riprende a parlare. Per seguire questa regolazione si userà per i piccoli ritocchi anche il trimmer potenziometrico posto sul retro del contenitore (TIME DELAY). La costante di tempo dovrà essere scelta in modo che il relè non si disecciti durante l'intervallo fra una parola e l'altra, purché detto intervallo sia mantenuto nei limiti normali.

La messa a punto del circuito antivox sarà eseguita per ultima, e consiste nella regolazione del potenziometro P2 che dovrà essere portato in una posizione tale per cui il relè non sia influenzato dai segnali che provengono dall'altoparlante.

Prezzo netto imposto L. 13.500

CARATTERISTICHE TECNICHE

Impedenza caratteristica:	**52 Ω**
R.O.S.:	**1 : 1,1 circa**
Potenza massima in trasmissione:	**10 W RF**
Attenuazione sulla seconda armonica:	**> 35 dB**
Attenuazione sulla terza armonica e successive:	**≥ 30 dB**
Frequenza di taglio:	**43 MHz circa**
Dimensioni massime:	**100 x 38 x 29 mm.**



FILTRO TVI PER BANDA CITTADINA

Si tratta di un filtro con ottime caratteristiche di attenuazione per la seconda armonica e le successive della banda cittadina. Evita di causare disturbi alle ricezioni televisive nelle vicinanze del trasmettitore. Di ingombro ridottissimo, si inserisce nella linea di trasmissione dell'alta frequenza tra il trasmettitore e l'antenna. Utile specialmente se la potenza in uscita del trasmettitore viene elevata per mezzo di amplificatori «lineari». Il progetto del filtro, a più sezioni, permette un risultato che si può veramente classificare ottimo, come risulta dall'elenco delle caratteristiche, e dalla curva di risposta allegata ai fogli illustrativi del Kit. Grazie ad una indovinata scelta dei componenti, non necessita di messa a punto, risultando pronto per l'uso subito dopo il montaggio, sopporta una potenza fino a 10 W con basso rapporto di onde stazionarie.

Primo comandamento per chi effettua trasmissioni radio di qualsiasi natura, è di non disturbare il prossimo che nelle nostre trasmissioni non trova alcun motivo di interesse. E' nota infatti la prontezza con cui ogni benemerito cittadino digiuno di cose elettroniche, collega qualsiasi difetto appaia sullo schermo del proprio televisore con l'antenna che appare in bella vista sul tetto del più vicino radioamatore.

In casi come questi bisogna quanto meno avere la coscienza a posto in modo che i signori che eventualmente venissero a controllare possano andarsene con le pive nel sacco. Altrimenti sarebbero guai.

Qual'è la ragione per la quale un oscillatore od un altro qualsiasi arnese capace di irradiare onde di una data frequenza, va ad inquinare anche altre frequenze?

Le onde ad alta frequenza sono esattamente come quelle della rete luce, solo la loro frquenza è maggiore. Una corrente alternata è caratterizzata da tre grandezze: la frequenza, appunto, poi la ampiezza e poi la fase.

Fino a che l'onda è esattamente una sinusoide, tutto va bene, la frequenza è unica e non ci sono problemi. Ma se l'onda si discosta anche di poco dalla forma sinusoidale perfetta, allora si nota che si può scomporre quest'onda in una serie teoricamente infinita di altre onde sinusoidali la cui ampiezza decresce rapidamente, e la cui frequenza si ottiene moltiplicando la frequenza della fondamentale per dei numeri interi (2, 3 ecc.).

Praticamente se il generatore è discreto, sono di sufficiente ampiezza, oltre la

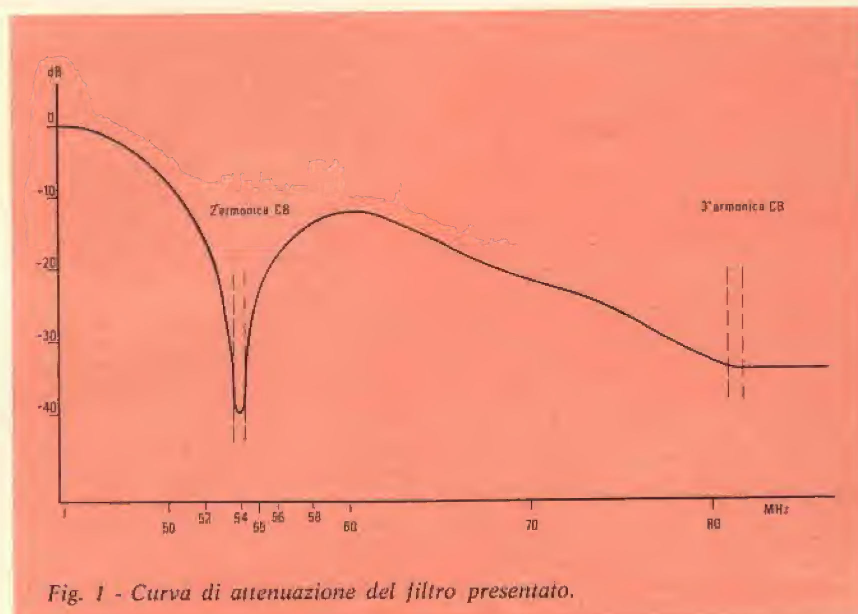


Fig. 1 - Curva di attenuazione del filtro presentato.

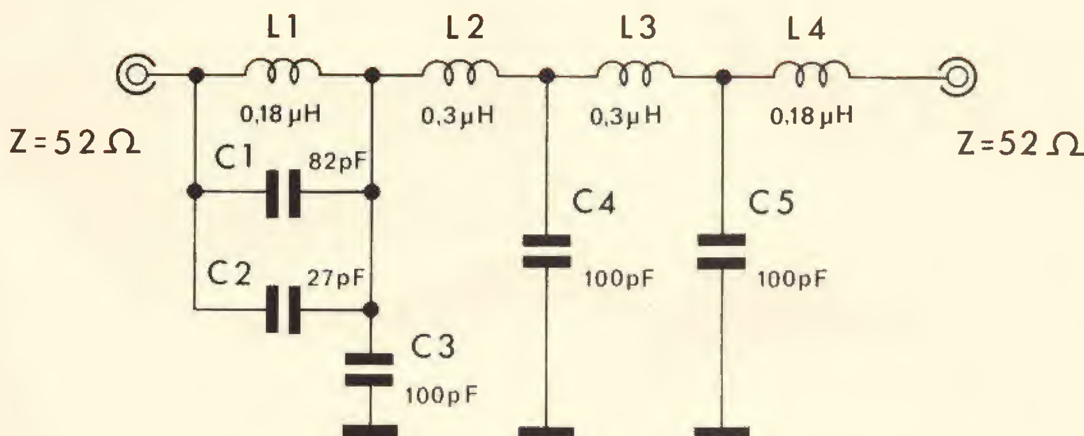


Fig. 2 - Schema elettrico.

fondamentale, le prime due armoniche (dette seconda e terza armonica) consistenti nel doppio e nel triplo della frequenza fondamentale. Ciò non toglie che generatori che forniscono un'onda quadra, possano emettere armoniche a dozzine, e che questa proprietà sia anche utile (per esempio negli ondametri eterodina).

Vediamo adesso perché le onde in uscita da un oscillatore o da un• amplificatore, non possono essere delle perfette sinusoidi. Qualsiasi elemento attivo che sia usato come oscillatore od amplificatore, non è mai lineare, anche se certi amplificatori usati per aumentare la potenza dei cosiddetti «baracchini» si chiamano così.

Si può tentare, e questo dipende dalla abilità del costruttore, di limitare al massimo con vari accorgimenti la distorsione indotta da qualsiasi amplificatore anche nella più perfetta delle onde che vi si possono far entrare, ma all'uscita non avremo mai una sinusoide perfetta.

Da questo deriva l'emissione delle aborrite armoniche. Lo scopo di un corretto trattamento dell'onda che deve arrivare in antenna è quello di ridurre al massimo l'ampiezza di queste onde armoniche in modo da limitare la loro azione di disturbo nel minimo raggio possibile.

Lo scopo si raggiunge cercando di contenere l'amplificazione degli elementi attivi entro una zona dove la curva di risposta approssima in modo soddisfacente una retta. Questo è un tema che non va d'accordo con l'economia in quanto significa limitare l'amplificazione di ciascun stadio, quindi occorrono più stadi per ottenere la stessa potenza, e per le alte frequenze uno stadio di potenza costa caro.

Ci sono sistemi per limitare che le armoniche passino attraverso tutto lo amplificatore, eliminandole quando ancora non hanno una grande potenza, ma resta sempre lo stadio finale di uscita che, qualora si voglia spremerlo bene, introduce tante distorsioni, specie se si lavora, come è logico, in controfase.

C'è anche un limite tecnologico alla potenza HF ottenibile da un transistore. Ora bisogna fare una scelta: o si va in aria così con tutte le nostre belle armoniche come tanti fanno gettando discredito sull'intera categoria, o ci si rassegna a buttare via tutta la potenza che si presenta sotto forma di armoniche perdendo tutti i vantaggi ottenuti esasperando le prestazioni dell'amplificatore di alta frequenza. Questo scopo è ottenuto inserendo tra il generatore e la antenna un opportuno filtro che, se ben calcolato, attenuerà al massimo le armoniche lasciando passare molto bene la fondamentale.

Naturalmente il filtro manderà a terra tutta la potenza contenuta nelle armoniche; quindi è da furbi limitare il contenuto di armoniche nell'onda fornita dal generatore, e poi filtrare per ottenere il miglior risultato col minimo danno, dato che per quanto si lavori bene, sulla potenza di armoniche ce ne sono sempre.

Questo, a dir la verità è un problema che è sempre presente nella mente dei radioamatori patentati. Ma la banda cittadina, come si sa, è costituita da dilettanti fra i dilettanti (naturalmente con le dovute eccezioni) ed in questo tempo è tenuta particolarmente d'occhio dalle autorità.

Perché dare esca a fastidiose polemiche quando il rimedio efficace è a portata di mano?

Naturalmente bisogna andar cauti nella scelta del filtro di antenna, in quanto esistono sul mercato delle meravigliose scatolette tutte rilucenti di cromature e di scritte di fantascienza che, una volta si siano aperte schiodando inviolabili rivetti, mostrano un contenuto che fa impallidire.

Null'altro che un circuitino accordato più o meno bene sulla seconda armonica che dovrebbe funzionare da trappola per questa, sempre che lo permetta il suo fattore di merito. Ovviamente questo, nella migliore delle ipotesi, risolve il problema solo parzialmente, ottenendo anche il risultato di disaccordare il sistema con conseguente formazione di onde stazionarie e riflessioni.

Si sono scritti quintali di carta stampata sulla teoria dei filtri e qualcuno pensa di poter risolvere il problema con un brillante circuito accordato in serie.

Ora vediamo cosa bisognerebbe fare invece. Molte volte viene usato il cosiddetto filtro a pi-greco che non è altro che un passa-basso identico a quelli usati per togliere il ronzio agli alimentatori. Questo è già un passo avanti, in quanto con trasmettitori ben costruiti, si rivela efficace.

Apro ora una parentesi. (I filtri di antenna devono essere dei passa-basso in quanto non esistono armoniche di frequenza inferiore a quella della fondamentale).

Nel nostro caso bisogna però andare più cauti in quanto molte volte i trasmettitori sono tutt'altro che ben costruiti. Questo è quanto si è fatto con l'UK 990, ma di questo parlerò più avanti.

Sarà bene ora spendere qualche parola per rinfrescare la memoria sull'argomento.

Tenere sempre presente che la conducibilità per la corrente alternata cresce con la frequenza per i condensatori e diminuisce per le induttanze. Quindi, come regola empirica un filtro sarà passa-basso se sul cammino tra entrata ed uscita ci sono solo delle induttanze, con un massimo di conducibilità per la frequenza zero ossia per la corrente continua. Viceversa se sul cammino tra entrata ed uscita ci sono dei condensatori, avremo un passa-alto, ossia il massimo di conducibilità si avrà per la frequenza infinita.

L'andamento della conducibilità o del suo reciproco ossia l'attenuazione sarà lineare. Se si usano invece delle combinazioni di condensatori e di induttanze, avremo un andamento lineare dell'attenuazione, che si otterrà considerando la rete di capacità e di induttanze come una rete di reattanze ($X_c = \frac{1}{\omega C}$ $X_l = \omega L$ dove $\omega = 2 \pi f$) quasi dappertutto salvo che per determinati valori di frequenze detti di risonanza.

Detti valori si ottengono combinando i vari condensatori e le varie induttanze in modo da ottenere tanti circuiti risonanti serie e parallelo, disposti a loro volta in serie od in parallelo alla linea.

Ora teniamo presente che un circuito risonante parallelo oppone alla corrente alternata una resistenza teoricamente infinita nel suo punto di risonanza ossia dove le reattanze induttiva e capacitiva sono uguali, ed un circuito risonante serie oppone una resistenza teoricamente nulla.

Tali valori teorici sono limitati dal fattore di merito (Q) del circuito accordato. Ora, se disponiamo in serie alla linea un circuito oscillatorio parallelo, avremo alla sua frequenza di risonanza un massimo di attenuazione (polo di attenuazione).

Lo stesso risultato lo otterremo disponendo in parallelo alla linea dei circuiti risonanti serie. Approfittando della larghezza di banda di ciascun circuito risonante, potremo ottenere, combinandone un certo numero un'attenuazione praticamente costante entro una certa banda, con delle ondulazioni o picchi, corrispondenti alle varie frequenze di risonanza.

Nel caso si debbano curare in modo particolare determinate frequenze si farà in modo da ottenere dei picchi più profondi in corrispondenza delle suddette frequenze, nel nostro caso la seconda armonica della banda dei 27 MHz.

Esaminando la curva mostrata in **figura 1**, vedremo che il filtro che vi presentiamo mostra un picco molto profondo di ben 40 dB di attenuazione in corrispondenza della frequenza di 54 MHz circa.

Una attenuazione di 34 dB copre anche la terza armonica che si trova all'incirca sugli 82 MHz.

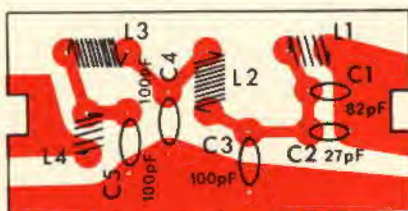


Fig. 3 - Serigrafia del circuito stampato.

Per valori inferiori ai 43 MHz, l'attenuazione è praticamente nulla. Quindi questa curva parla da sola e dice l'indovinata concezione del filtro che, nonostante le sue ridotte dimensioni mostra un carattere decisamente professionale.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Un filtro per onde elettriche può essere visto come una combinazione di semplici blocchi chiamati sezioni, proprio come si combinano i blocchi di un amplificatore in relazione al loro singolo guadagno.



Fig. 4 - Filtro TVI a montaggio ultimato visto dal lato C.S.

Ognuno di questi blocchi del filtro è una certa combinazione canonica di reattanze concentrate. Alle frequenze corrispondenti alle microonde queste reattanze sono in realtà distribuite, ma per gli scopi di calcolo possono essere considerate come concentrate usando certe precauzioni.

Il nostro filtro, come abbiamo detto, è un passa-basso, formato dall'induttanza L1 e dal parallelo dei condensatori C1 e C2 insieme con il condensatore C3. Seguono poi quattro sezioni passa-basso a K costante formate da L2, C4, L3, C5 ed L4.

Naturalmente i componenti di una sezione sono in comune con quelli della sezione adiacente.

La impedenza immagine offerta dal filtro è di 52 Ω, adattata agli altri elementi normalizzati della catena che dal trasmettitore arriva all'antenna.

Il filtro è del tipo sbilanciato, cioè con uno dei conduttori a massa.

Come si vede il circuito è strutturalmente semplice, ma contiene già un certo numero di sezioni efficaci, il che ne avvicina molto le prestazioni ai più sofisticati filtri professionali. Nulla a che fare quindi con le trappole (nel vero senso della parola) prima nominate..

Un'altra prestazione interessante è costituita dal rapporto di onde stazionarie. Alla misura risulta di appena 1,1 come rapporto tra la somma e la differenza dell'onda diretta e di quella riflessa.

La potenza che può passare attraverso il filtro è di 10 WRF.

MECCANICA

Il filtro completo è contenuto in una scatoletta metallica con funzione anche di schermo, è montato su un circuito stampato in vetronite, ed è collegato rigidamente alle due prese di ingresso e di uscita, coassiali.

MONTAGGIO

Non presenta particolari difficoltà, ma come per tutte le cose in apparenza semplici, non bisogna sottovalutare alcune elementari precauzioni.

In particolare è necessario maneggiare con molta precauzione le bobine in modo da non deformarle e soprattutto di non allargarne le spire.

I componenti vanno infilati a fondo nel circuito stampato in modo da non lasciare collegamenti lunghi che altererebbero il valore delle induttanze in gioco introducendo elementi di disturbo.

L'opuscolo allegato al Kit grazie ad una chiara esposizione di tutte le fasi di montaggio abbondantemente illustrate rende la realizzazione particolarmente semplice.

Prezzo netto imposto L. 3.600

scatole di montaggio



ALIMENTATORE STABILIZZATO 5,5÷16 Vc.c. - 2A

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione: 117/125 - 220/240 Vc.a. 50 Hz - 60 Hz

Dissipazione di potenza: circa 50 VA

Tensione stabilizzata di uscita: regolabile da 5,5 a 16 V con regolazione continua mediante controllo potenziometrico

Massima variazione tensione di uscita tra funzionamento a vuoto e funzionamento a pieno carico con uscita massima: circa 0,2 V

Ondulazione residua («ripple») con carico massimo di 2 A: 0,6 mV eff.

Dimensioni: mm 235 (larghezza) x 140 (altezza) x 180 (profondità)

Peso: 3,34 kg

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito elettrico dell'alimentatore stabilizzato AMTRON UK 692 è stato concepito per ottenere nel modo più semplice prestazioni eccezionali, che gli permettono di reggere il confronto con apparecchiature analoghe, ma assai più complesse e costose.

Il primario del trasformatore di alimentazione consta di due avvolgimenti identici tra loro, entrambi adatti al funzionamento con una tensione alternata di rete del valore di 117/125 V. Se questi due avvolgimenti vengono collegati in parallelo tra loro, in modo da rispettare la fase del campo magnetico, l'intero primario viene predisposto appunto per funzionare con la suddetta tensione di rete. Se invece le due sezioni vengono collegate in serie tra loro, facendo in modo che le estremità del doppio avvolgimento siano costituite dai terminali bianco e nero, l'intero primario risulta predisposto per il funzionamento con una tensione di rete di valore doppio, compreso cioè tra 220 e 240 V.

Al gioco di commutazione di cui sopra provvede un deviatore bipolare, che agisce quindi da cambia-tensione a due sole posizioni, conformi alle esigenze di alimentazione ormai standardizzate su tutto il territorio Nazionale, e nei principali Paesi stranieri.

Il secondario fornisce un'unica tensione alternata di 21 V eff., con una corrente massima di circa 2,5 A. Tale tensione viene rettificata ad opera di un rettificatore a ponte, del tipo WF005, dopo di che risulta disponibile sotto forma di tensione continua pulsante ai capi della capacità elettrolitica C1, del valore di 300 µF, adatta ad una tensione di lavoro di 35 V.

Seguendo lo schema elettrico illustrato alla figura 1, è facile riscontrare che la corrente continua fornita dal rettificatore passa attraverso una sezione di stabilizzazione e di regolazione automatica, prima di essere resa disponibile ai terminali di uscita: per l'esattezza, il polo positivo della corrente continua passa attraverso la doppia giunzione collettore-emettitore di TR1 (BD142), che funge da elemento di regolazione elettronica in serie, e quindi attraverso il resistore R4, del valore di 0,15 Ω, prima di raggiungere il morsetto positivo di uscita. Il polo negativo raggiunge invece il terminale di uscita direttamente.

Gli stadi di regolazione automatica TR1 e TR2 (BSX45) costituiscono un dispositivo con accoppiamento in cascata, dimensionato in modo tale che qualsiasi variazione della polarizzazione di base di TR2 provoca una variazione della resistenza presente tra collettore ed emettitore di TR1, e quindi una variazione della caduta di tensione che si presenta ai suoi capi.

Il transistore TR3, del tipo BC107B, agisce da semplice amplificatore delle variazioni della tensione di base, le quali variazioni vengono costantemente confrontate con la tensione di riferimento applicata al relativo emettitore, il cui valore dipende dalle caratteristiche intrinseche del diodo zener D1, del tipo BZX79C4V7 o BZY88C4V7.

Il potenziometro di regolazione P1, del valore di 1 kΩ a variazione lineare, e il resistore R6, del valore di 560 Ω, costituiscono - grazie alla loro disposizione in serie - un partitore di tensione, ai capi del quale è presente l'intera tensione disponibile all'uscita dell'alimentatore. Il compito di R6 consiste semplicemente nell'impedire che - quando il cursore del potenziometro P1 viene portato dal lato «massa» dell'elemento resistivo, la base di TR3 faccia capo

direttamente al polo negativo della tensione di uscita.

Variando la posizione del cursore di P1, si provoca quindi una variazione della polarizzazione di base di TR3, alla quale corrisponde una variazione della tensione di collettore dello stesso stadio. Dal momento però che il collettore di TR3 è in contatto diretto con la base di TR2, è intuitivo che qualsiasi variazione della polarizzazione di base di TR3 provoca un'alterazione delle condizioni statiche di funzionamento del doppio stadio TR1-TR2. Ne deriva che regolando il potenziometro P1, si fa variare indirettamente la resistenza di TR1 che - essendo l'elemento di regolazione in serie all'uscita - provoca variazioni corrispondenti nella tensione disponibile tra il morsetto positivo e quello negativo.

Occorre ora considerare che se per qualsiasi motivo viene fatta variare la tensione di uscita (ad esempio applicando un carico ai morsetti, oppure disinserendo un carico precedentemente applicato), la variazione di tensione che dovrebbe verificarsi esercita un'inevitabile influenza anche sul valore della tensione presente sul cursore di P1, e quindi sulla base di TR3. E' quindi intuitivo che ogni variazione di tensione, sia essa dovuta alle caratteristiche di assorbimento da parte del carico, oppure ad eventuali variazioni della tensione di rete applicata ai capi del primario del trasformatore, provoca reazioni da parte della sezione elettronica, il cui effetto consiste nell'opporsi alle variazioni stesse, compensandole adeguatamente.

A causa di ciò, una volta scelto il valore della tensione di uscita, regolando opportunamente la posizione di P1, la tensione fornita dall'alimentatore rimane rigorosamente costante, indipendentemente dalle eventuali variazioni di assorbimento da parte del carico, o dalle eventuali variazioni della tensione di rete.

Lo stadio TR4 (del tipo BC107B) - infine - esercita un importante effetto di protezione contro i corto-circuiti accidentali all'uscita dell'alimentatore. La polarizzazione di base di questo transistore dipende anch'essa dalla tensione di riferimento stabilizzata ad opera del diodo zener D1, ed inoltre la sua dinamica di funzionamento è stata dimensionata in modo tale che - entro i limiti di regolazione della tensione di uscita - la sua influenza sulla polarizzazione di base di TR2 è pressoché trascurabile. Tuttavia, se per un motivo qualsiasi i morsetti di uscita dell'alimentatore entrano in corto-circuito tra loro, viene completamente a mancare la tensione presente ai capi del partitore P1-R6, per cui viene meno anche la tensione applicata all'emettitore di TR4. A causa di ciò, il potenziale che si manifesta improvvisamente sul collettore di TR4 polarizza la base di TR2 in modo tale che - a sua volta - la base di TR1 viene ad assumere il cosiddetto potenziale di interdizione. In tali condizioni si inter-

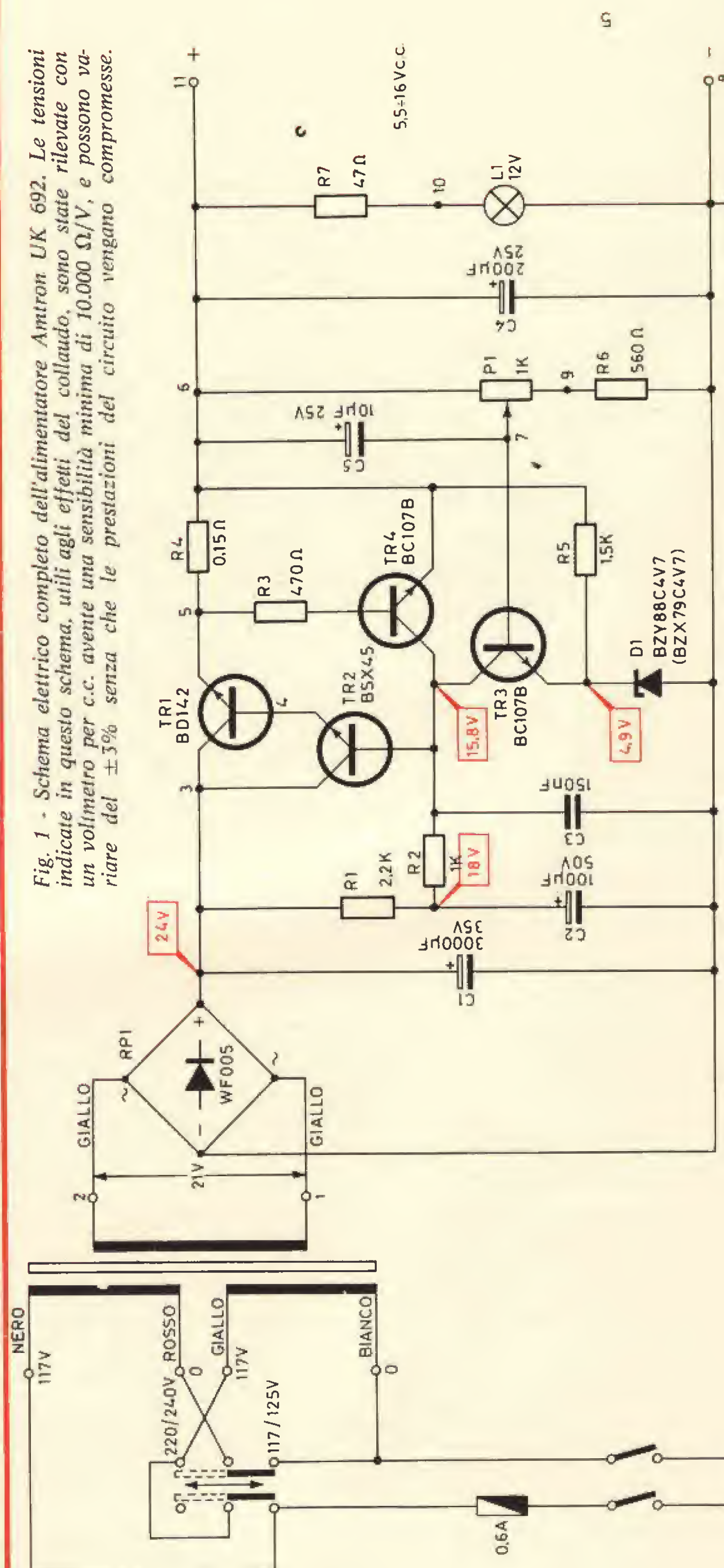


Fig. 1 - Schema elettrico completo dell'alimentatore Amtron UK 692. Le tensioni indicate in questo schema, utili agli effetti del collaudo, sono state rilevate con un voltmetro per c.c. avente una sensibilità minima di 10.000 Ω/V, e possono variare del ±3% senza che le prestazioni del circuito vengano compromesse.

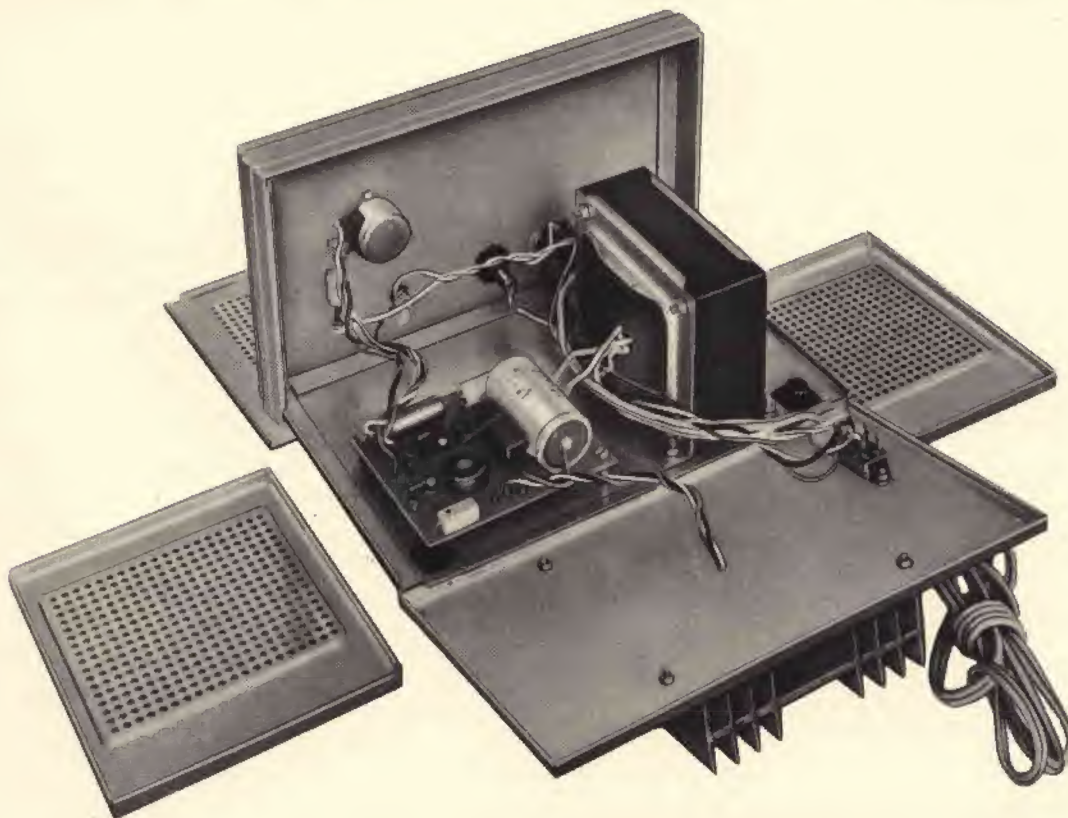


Fig. 2 - Aspetto dell'alimentatore a montaggio quasi ultimato.

rompe automaticamente il passaggio di corrente attraverso l'elemento regolatore in serie, che si comporta in tal caso come un interruttore aperto, per cui nessun danno viene arrecato al circuito elettronico a causa del corto-circuito di uscita.

Si noti anche che la lampada spia L1, adatta al funzionamento con una tensione di 12 V, si accende quando è presente una tensione di uscita: la sua accensione è però appena percepibile quando quest'ultima ammonta al valore minimo di 5,5 V, mentre non raggiunge la massima luminosità neppure quando la tensione di uscita viene regolata al valore massimo di 16 V, grazie alla presenza del resistore R7, del valore di 47 Ω, che determina sempre una certa caduta di tensione. Di conseguenza, la lampada spia ha il compito di segnalare il regolare funzionamento se appare più o meno accesa, e di denunciare invece un corto-circuito tra i morsetti di uscita quando è spenta (beninteso, sempre che l'alimentatore sia sotto tensione).

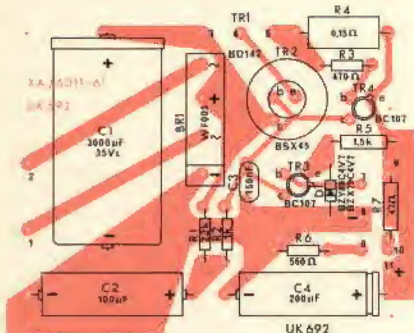


Fig. 3 - Disegno della basetta a circuiti stampati, vista dal lato dei componenti.

Come già abbiamo accennato, la capacità C1 provvede ad un primo filtraggio della tensione rettificata ad opera del raddrizzatore a ponte. Il filtraggio successivo e l'eliminazione della componente alternata residua (che si identifica anche con le più piccole variazioni della tensione di uscita) sono invece compiti specifici della sezione elettronica di regolazione e di controllo, testé descritta. Le capacità C2 e C3, come pure la capacità C4, esercitano sotto tale aspetto un'influenza solo apparente. Il loro compito effettivo consiste invece nell'effetto di stabilizzazione e di livellamento delle polarizzazioni di base e di collettore degli stadi di controllo.

Ora che abbiamo chiarito quali sono i princìpi fondamentali sui quali si basa il funzionamento dell'alimentatore UK 692, vediamo quale è il procedimento più razionale per effettuare il montaggio.

MONTAGGIO DELL'ALIMENTATORE

Per eseguire a regola d'arte il montaggio di questo dispositivo è sufficiente essere in possesso di un minimo di esperienza nell'esecuzione delle saldature, e procedere con la massima attenzione possibile in base alle istruzioni dettagliate che vengono fornite a corredo del Kit. I particolari che caratterizzano le illustrazioni sono tali da evitare ogni possibile errore, per cui chiunque può eseguire il montaggio con la certezza di ottenere il più completo successo.

L'alimentatore stabilizzato UK 692 non necessita di alcuna periodica manutenzione, e può essere impiegato con estrema semplicità da chiunque abbia necessità di disporre di una tensione stabile di valore compreso tra 5,5 e 16 V, con una corrente compresa tra pochi microampère ed un massimo di 2 A.

Questo utile dispositivo è di prezioso ausilio per lo sperimentatore che esegue prove di laboratorio su circuiti funzionanti a bassa tensione, come ad esempio amplificatori di Bassa Frequenza, circuiti di ricezione, dispositivi di radiocomando, applicazioni industriali, ecc., e

Prezzo netto imposto L. 15.000

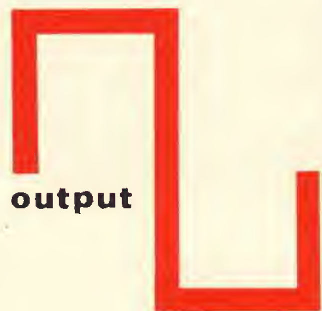


CARATTERISTICHE TECNICHE

Gamma di frequenza:	da 10 Hz ÷ 200 kHz
Tempo di salita:	< 0,1 μ/s
Tensione d'ingresso:	da 3 ÷ 9 Vpp (segnale sinusoidale)
Tensione d'uscita:	da 0,6 ÷ 3 Vpp (segnale rettangolare)
Impedenza d'ingresso:	600 Ω
Impedenza d'uscita:	3 kΩ
Transistori impiegati:	3 x P346A
Diodi impiegati:	5 x 1N914

SQUADRATORE





L'UK 407 è un nuovo ed utilissimo strumento con il quale vengono ampliate le possibilità d'impiego di un normale generatore BF di onde sinusoidali. Infatti, se si applica all'ingresso dello squadratore un segnale sinusoidale, si ottiene all'uscita un segnale di forma rettangolare, con tempo di salita inferiore a 0,1 μs. Una onda quadra di frequenza nota, è una delle forme d'onda più utile che lo sperimentatore elettronico e il tecnico possono avere a disposizione. Essa può essere usata per controllare amplificatori di bassa frequenza a larga banda, allineare sonde, controllare gli attenuatori di oscilloscopi.

Se l'onda quadra viene differenziata, può essere usata per generare degli impulsi di tempo sulla traccia di un oscilloscopio, per effettuare misure precise.

L'UK 407 non richiede nessuna alimentazione.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito elettrico, come è possibile osservare in fig. 1, è costituito da tre distinti stadi, in ognuno dei quali è impiegato un transistore del tipo P346A.

La tensione di polarizzazione di base del primo transistore, è ottenuta mediante il resistore R2, mentre i resistori R5 ed R7 provvedono a polarizzare le basi dei transistori TR2-TR3.

I transistori vengono fatti funzionare come commutatori in stato di interdizione, oppure in stato di massima conduttività (saturazione).

I valori dei componenti sono stati scelti in modo tale che ogni transistore risulti in stato di saturazione e che sia perciò percorso da una corrente avente la massima intensità possibile; in altre parole la corrente di base è di tale intensità, che qualsiasi suo aumento determina una trascurabile intensità della corrente che scorre nel circuito del collettore; per contro la tensione del collettore è di valore prossimo a zero. Nello stato di interdizione la corrente del collettore presenta una intensità prossima a zero. Per ottenere un sovrapilotaggio allo atto dell'inserzione affinché si abbia una saturazione e una diminuzione della corrente di base, nel circuito di base di TR2 e TR3 è stato inserito un gruppo RC costituito da R4 - C6 ed R7 - C7. La tensione sinusoidale applicata all'ingresso viene limitata fra due valori uguali e di segno opposto, risultando così una forma trapezoidale applicata a TR2 e TR3, i quali provvedono ad una migliore squadratura, in modo da ottenere in uscita una forma d'onda quadra con fronti molti ripidi. L'alimentazione dello apparecchio si ottiene mediante il raddrizzamento e il livellamento del medesimo segnale applicato all'ingresso. Al raddrizzamento della tensione provvedono i diodi D1-D2 e al livellamento provvedono i condensatori C1-C2.

Fig. 1 - Schema elettrico.

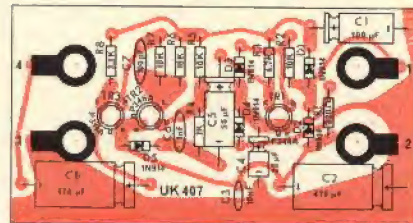


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

MECCANICA DELL'UK 407

Meccanicamente lo squadratore si compone di due parti e precisamente:

1) Contenitore nel quale sono fissate le boccole J1 ÷ J4 per l'ingresso e l'uscita del segnale.

2) Circuito stampato nel quale sono montati tutti i componenti e che viene fissato sul frontale del contenitore.

MONTAGGIO MECCANICO ED ELETTRICO

Le fasi costruttive elencate qui di seguito portano fino alla realizzazione completa come è illustrato nella figura del titolo.

Per facilitare il montaggio la fig. 2 mette in evidenza dal lato vetronite la disposizione di ogni componente.

● Montare 4 ancoraggi indicati con 1-2-3-4 inserendoli nei rispettivi fori in modo che la battuta di arresto aderisca alla vetronite; saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

● Montare i resistori, i condensatori, i diodi piegandone i terminali e inserendoli nei rispettivi fori in modo da portare il loro corpo aderente alla vetronite; saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

● Montare i transistori TR1 - TR2 - TR3 orientandoli secondo il disegno, inserire i terminali nei rispettivi fori in modo da portare il loro corpo a circa 6 mm dal piano della vetronite; saldare e tagliare i terminali che superano i 2 mm dal piano del rame.

2ª FASE - Montaggio delle parti staccate

● Montare le boccole J1 - J2 - J3 - J4 al frontale senza dadi.

La semplicità di questo apparecchio non richiede collaudo o messa a punto ma, prima di montare il coperchio del contenitore occorre controllare più volte il circuito e l'isolamento nei punti più critici. Se tale verifica è fatta scrupolosamente vengono eliminati tutti gli inconvenienti che si potrebbero presentare al momento dell'impiego.

Prezzo netto imposto L. 4.900



a cura di Ruben CASTELFRANCHI

terza parte

NOMENCLATURA RELATIVA ALLA REGISTRAZIONE

Flutter & Wow

Sono le fluttuazioni nella registrazione e nella riproduzione causate da variazioni della velocità del nastro. Il termine «flutter» si riferisce generalmente a deformazioni di elevata frequenza, e «wow» a quelle di frequenze basse. Si esprime in percentuale. Più basso è il numero (del «per cento») migliori sono le prestazioni.

Bias frequency

Una corrente alternata di alta frequenza immessa in un circuito di registrazione, mescolata ai segnali audio alla testina di registrazione per ridurre la distorsione. Si esprime in kHz.

Frequency response

La capacità di riprodurre la potenza di uscita relativamente indistorta entro una gamma di frequenza. Espressa in Hz questa banda è tanto migliore quanto è più ampia.

S/N ratio (Signal-to-Noise ratio)

Rapporto segnale/disturbo. Il rapporto fra la grandezza del segnale a quella dei rumori. Espresso in dB. Più alto è il numero, meno udibile è il disturbo nella riproduzione.

ACCESSORI PER REGISTRAZIONE

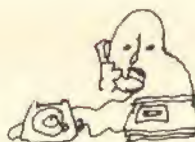
Foot-switch

Interruttore a pedale, con cui si manovrano i comandi di registrazione e di riproduzione.



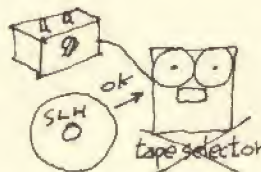
Telephone pick-up

Apparecchio per registrare le conversazioni telefoniche.



Equalization adjuster

Apparecchio per compensare la risposta di frequenza in riproduzione quando si usa un nastro SLH in un registratore privo di selettore del nastro.



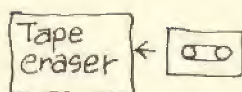
Head demagnetizer

Smagnetizzatore rapido delle testine, usando il quale si risparmia l'usura delle testine stesse.



Tape eraser

Serve a cancellare rapidamente le registrazioni dai nastri.



Shorting plug
Spinotto per cancellare le registrazioni senza farne delle nuove. Usato nei registratori a cassetta con microfono Electret incorporato.



Headphones
Cuffia con due auricolari. Serve per ascolto individuale e per controllo monitor.



Headset
Cuffia con microfono. Per lezioni di lingue, per ricetrasmettitori ecc.

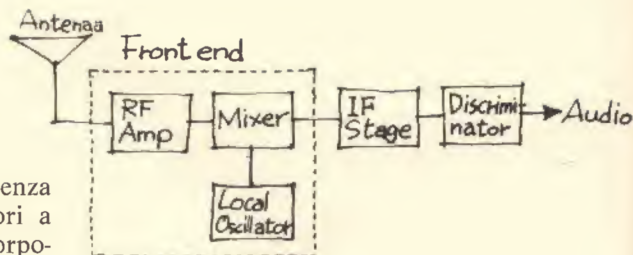


Rec/PB connector (DIN connector)
Cordone con connettori pentapolari ad ogni estremità per collegare un registratore a un apparecchio radio.



HI-FI

Front-end
Il circuito di un sintonizzatore o ricevitore seleziona la stazione desiderata e converte la radio frequenza in MF (media frequenza) la quale passa poi all'amplificatore. E' una delle parti più importanti di un sintonizzatore, e la sensibilità, il rapporto segnale/disturbo, la selettività e altre importanti caratteristiche dipendono dalle sue prestazioni.



Multiplex stereo
Un sistema attraverso il quale le emittenti FM trasmettono entrambi i canali di un programma stereo su una sola portante. I segnali audio sono mandati avanti in modo tale che quelli del canale destro e sinistro combinati sono udibili in mono, mentre nei ricevitori stereo vengono separati in modo da ottenere i segnali originali.

Multipath output
Sistema che consente di collegare l'uscita di un sintonizzatore FM a un oscilloscopio. Serve per orientare l'antenna per la migliore ricezione.

INS (Impulse Noise Suppressor)
Dispositivo che sopprime i rumori di impulso, come quelli provocati dalle candele d'auto, o da apparecchiature elettriche, nocivi ai segnali FM. Questi rumori, se non sono molto forti, vengono eliminati da un limitatore nei sintonizzatori FM. Ma se sono forti causano una modulazione di fase nel segnale FM che il limitatore non può sopprimere completamente, per cui si produce un rumore irritante. Il problema viene risolto dal circuito Sony INS, che entra in azione quando interviene un forte rumore.

Muting circuit
Circuito che elimina i rumori provocati dal passaggio fra una stazione e un'altra.

High blend switch
Quando un programma stereo è debole e contiene rumori di fondo, sibili ed altro, questo circuito elimina le componenti ad alta frequenza dei segnali destro e sinistro. In pratica si ha la cancellazione delle componenti di rumore che si manifestano in polarità opposte fra i canali.

Solid-state filter
Uguale a «Ceramic filter» (vedi)

Multipath reception
E' l'arrivo di un segnale all'antenna da molte direzioni, risultante dai riflessi di edifici, ponti eccetera. I segnali riflessi arrivano con ritardo all'antenna, causando distorsioni e separazioni deteriorate.

Receiver
Sintonizzatore, preamplificatore e amplificatore di potenza in un solo telaio.

SEZIONE SINTONIZZATORE

IHF sensitivity
La quantità di microvolt del segnale FM ai terminali del sintonizzatore d'antenna FM in modo che i picchi uditi siano di un livello superiore di 30 dB rispetto ai rumori di fondo e alla distorsione. Il valore minore negli apparecchi di classe e maggiore negli usuali.
Un valore di 30 dB di rapporto segnale/disturbo e distorsione non è udibile, ma la misura viene adottata per significare il più basso segnale usabile, e il raffronto più significativo che può essere applicato per i sintonizzatori.

S/N Sensitivity
Il sistema più vecchio, con cui si richiede soltanto che il rumore sia 30 dB più basso, senza tener conto del risultante livello di distorsione, ugualmente e forse più importante.

Selectivity
La capacità di respingere un canale adiacente (da 200 kHz in poi) o alternato (da 400 kHz in poi). Si esprime in dB. Più alto è il numero, migliore è la selettività.

Immage rejection
La capacità di respingere frequenze indesiderate, che hanno relazione matematica con la media frequenza, tali che possono trovarsi all'uscita del sintonizzatore. La parola «image» indica la simmetria «a specchio» del segnale e le frequenze di immagine attorno al circuito oscillatore o alla MF.
Espressa in dB. Più alto è il numero, migliore è la capacità di respinta.

IF rejection
Capacità di respingere i segnali di MF (10,7 MHz se si tratta di un sintonizzatore FM). Questi segnali possono essere trasmessi da programmi in onde corte a quelle frequenze, il che non dovrebbe essere rivelato da un buon tuner FM.

Spurious response rejection
Capacità di respingere false apparizioni di segnali a frequenze improprie, portate da complessi rapporti matematici fra la media frequenza, le sue armoniche e le sub-armoniche.

AM suppression
Capacità di sopprimere le componenti AM nei segnali FM. Dato che le trasmissioni FM consistono soltanto nelle variazioni di frequenza, la risposta dei sintonizzatori FM ai cambiamenti in ampiezza è indesiderabile. La quantità, espressa in dB, ne indica la soppressione: maggiore è la quantità, più completa è la soppressione stessa.

Capture ratio
Capacità di selezionare la più forte di due stazioni FM, una relativamente vicina, l'altra lontana, quando trasmettono entrambe sulla stessa frequenza. Espressa in dB. Meno sono i dB, migliore è la selezione.

Stereo separation
Capacità di tenere separati i canali stereo. L'effetto stereo dipende unicamente dalla separazione fra canale destro e sinistro. Si esprime in dB. Più sono i dB, migliore è la separazione.



SEZIONE AMPLIFICATORE

Power amplifier
Amplificatore di potenza. Detto anche Main Amplifier o Basic Amplifier. Amplificatore capace di produrre un'uscita audio sufficiente a far funzionare i sistemi di altoparlanti.

Preamplifier
Amplificatore che prende un debole segnale dal sintonizzatore o dal giradischi ecc., e lo amplifica quanto basta per immetterlo in un amplificatore di potenza.
Nella maggior parte dei preamplificatori si trovano comandi equalizzatori, filtri ecc.

Integrated amplifier
Preamplificatore e amplificatore montati su un unico telaio.

Equalizer
Amplificatore costruito in un preamplificatore per correzione inversa di frequenza. Una sezione del preamplificatore che compensa la non-linearità della risposta di frequenza dei dischi e dei nastri. Nei solchi dei

dischi i segnali a bassa frequenza sono sempre compressi per prevenire le ondulazioni. Per contro, quelli di alta frequenza sono deliberatamente esaltati. Nella riproduzione dei suoni occorrono perciò le correzioni inverse. La curva di equalizzazione è standardizzata dalla Record Industry Association of America (R.I.A.A.).

Direct coupling circuit
Circuito che accoppia direttamente i transistori di uscita e gli altoparlanti. Gli amplificatori convenzionali di potenza impiegano il sistema SEPP OTL (Single-Ended Push-Pull Output Transformerless) per ottenere un'eccellente prestazione. Comunque, a causa del condensatore di accoppiamento fra il transistore di potenza e gli altoparlanti, il circuito è soggetto a deterioramento di potenza e smorzamento, o ad aumento della distorsione a frequenze assai basse. Si è quindi studiato il circuito di accoppiamento diretto per eliminare il condensatore. Questo circuito presenta un'alimentazione positiva e negativa bilanciata per creare il potenziale zero in assenza di un segnale al terminale di uscita. Tale circuito ad accoppiamento diretto può sopportare una gran quantità di potenza attraverso la gamma di frequenze udibili senza perdite a bassa frequenza, e assicura una limitatissima distorsione.

Hole-in-the-middle effect
Riproduzione sonora imperfetta che crea come un vuoto di suono di fronte all'ascoltatore, quando i sistemi di altoparlanti destro e sinistro sono troppo lontani.

Center woofer system
Sistema con un solo woofer invece di due. L'effetto stereo è basato sui toni medi e alti perché l'udito umano li intende meglio direzionalmente. Sotto i 200 Hz non vi è sensazione direzionale.
Perciò si può rafforzare un canale monofonico che porta segnali miscelati di bassa frequenza per mezzo di un altoparlante centro canale.

Dynamic power
Termine abbreviato relativo alla potenza che si ottiene da un amplificatore per la riproduzione di un brano musicale. I «crescendo» hanno spesso breve durata e diversi amplificatori possono liberare un po' più di potenza di quanto possono per prolungati periodi. La potenza dinamica supera. in modo più o meno grande, il valore della potenza continua RMS. La potenza dinamica è data generalmente come totale di due o più canali. Prima di questa modifica, tutte le potenze erano denominate come «continue» (continuous power ovvero RMS power). La misura della potenza dinamica è ratificata dall'Institute of High Fidelity (IHF) e costituisce un mezzo pratico per stabilire le effettive capacità di un amplificatore.

Music power
Vedi Dynamic power.

RMS continuous power
La potenza totale che un amplificatore può fornire a un carico applicato con tonalità costante di onda sinusoide. Può essere accompagnata da un valore di distorsione, per più completo intendimento.

Power bandwidth
Grado di audio frequenze oltre il quale un amplificatore può produrre metà della sua potenza senza eccedere la stabilita distorsione. Ciò indica quanta potenza è disponibile alle frequenze critiche alte e basse. Il power bandwidth viene misurato con un procedimento standard IHR. Più ampio è il bandwidth migliore è l'amplificatore.

Residual noise
Livello di rumore prodotto da variazioni parassite nel segnale d'ingresso in assenza di modulazione. Espresso in microwatt. Più basso è il numero, migliore è l'amplificatore.

Damping factor
Rapporto fra l'impedenza degli altoparlanti e l'impedenza interna dell'amplificatore. Indica quanto l'amplificatore controlla gli altoparlanti che gli sono collegati. Più alto è il rapporto, migliori sono le prestazioni.

Dynamic range
Gamma dei livelli di segnali riproducibili senza distorsioni parassite. Espressa in dB. Maggiore è il numero di dB più vasta è la gamma.

Linearity
Capacità di imprimere pari deflessione angolare, proporzionale al segnale. La mancanza di linearità si risolve in distorsione.

IM (intermodulation) distorsion
La distorsione alla quale l'ascoltatore è più sensibile. Risulta dalla somma e dalla differenza delle frequenze derivanti dal missaggio di due o più toni nello stadio non lineare di un amplificatore. Per esempio, le frequenze di 60 Hz e di 7.000 Hz presentate contemporaneamente in un pezzo audio, possono produrre piccole quantità di frequenze a 7060 Hz e 6940 Hz (somma e differenza). Espressa in percentuale. Più bassa è la cifra, migliore è l'apparecchiatura.

THD (Total Harmonic Distorsion)
Deriva dalle riproduzioni di armoniche o multipli delle frequenze desiderate. Per esempio, la frequenza di 1.000 Hz applicata a un amplificatore può riprodurre anche 2.000 Hz, 3.000 Hz ecc. (oltre a 1.000 Hz) non presenti nel pezzo originale. La THD è la somma di tutte quelle armoniche e viene espressa in percentuale. Più bassa è la percentuale, migliore è l'apparecchio.

dB (decibel)
Unità che esprime il rapporto di grandezza di due tensioni o correnti elettriche o analoghe quantità acustiche, uguale a 20 volte il comune logaritmo del rapporto di tensione o di corrente.

Tensione (dB)	Rapporto
0	1
6	2
10	3
20	10
40	100
60	1.000
80	10.000
100	100.000
120	1.000.000

GIRADISCHI

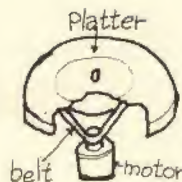
Turntable system
Complesso costituito dal giradischi, braccio, mobile e, spesso, anche cartuccia. Nella terminologia inglese lo si trova citato anche coi nomi «Disc player» - «Record player» - «Stereo phonograph».



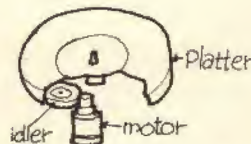
Turntable
Piastra giradischi e motore.



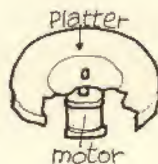
Belt drive system
Sistema di trasmissione con cinghietta di gomma. Non trasmette le vibrazioni del motore. Usato negli apparecchi di alta qualità.



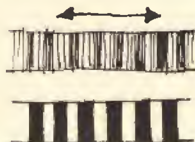
Idler drive system
Sistema di trasmissione con rotella di gomma. Rende più facili i cambiamenti di velocità, ma trasmette le vibrazioni del motore.



Direct drive system
Accoppiamento diretto fra motore e giradischi. Rende l'esecuzione silenziosa e perfetta. Si usa negli apparecchi di altissima qualità.

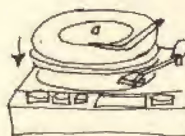


Stroboscope
Dispositivo per misurare la velocità del giradischi, mediante illusione ottica. Fa apparire un modello in movimento illuminato da una luce che si accende a una frequenza data.



Pitch control
Dispositivo per una corretta velocità del giradischi.

Auto-changer
Cambiadischi automatico.



Auto lead-in mechanism
Meccanismo che fa posare il braccio automaticamente sul solco del disco.

Auto-cut mechanism
Meccanismo che fa tornare il braccio al suo supporto e spegne il motore.

Auto-return mechanism
Meccanismo che fa tornare il braccio al suo supporto mentre il disco gira.

Auto-repart mechanism
Meccanismo che, alla fine del disco, fa tornare il braccio all'inizio per ricominciare da capo.

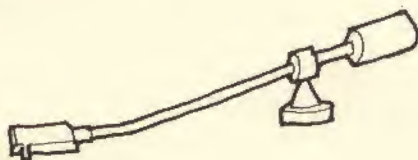
AC servo motor
DC servo motor
vedi Servo-controlled motor, nella parte riguardante i registratori

Hysteresis synchronous motor:
vedi la parte riguardante i registratori.

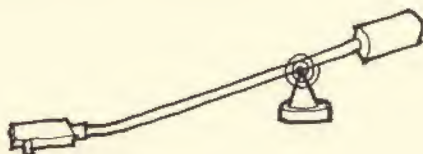
SMD (SONY Magnetodiode)
Nuovo, rivoluzionario semiconduttore realizzato nei laboratori di ricerca della Sony.
Grande sensibilità magnetica. Percepisce un campo magnetico esterno la cui potenza comanda la corrente elettronica.
Sensibilità da 100 a 1000 volte maggiore di quella degli elementi Hall (USA).
Economico: non esige speciali tecniche di costruzione perciò può essere fabbricato a basso costo.

Rumble
Vibrazione di bassa frequenza, trasmessa meccanicamente al giradischi e sovraimposta alla riproduzione. Espressa in dB. Più alto è il numero di dB, migliore è il giradischi.

Static-balanced tonearm
Braccio che dà pressione alla puntina per gravità. Mantiene l'equilibrio per mezzo del contrappeso.

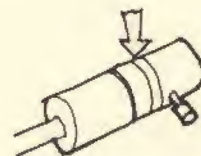


Dynamic-balanced tonearm
Braccio che dà pressione alla puntina per mezzo di una molla. Mantiene l'equilibrio aumentando la tensione della molla.

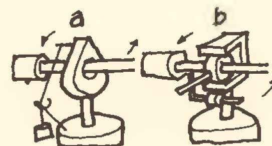


Integral type
Braccio completo di cartuccia.

Counter-weight
Peso per il mantenimento dell'equilibrio fra braccio e cartuccia.



Inside force canceller
Dispositivo che, per mezzo di una molla o di una camma, elude la forza interna. Serve quando la puntina è tirata verso il centro del disco. Chiamato anche «anti-skating».



Stylus pressure
Forza esercitata dalla puntina sul disco (pressione).

Tracking error
Angolo fra l'asse di vibrazione del sistema meccanico del pic-up e un piano contenente la tangente al solco non modulato, perpendicolare alla superficie di registrazione nel punto di contatto della puntina.

Head shell
Supporto staccabile della cartuccia.



MM (Moving Magnet) **type cartridge**
Cartuccia nella quale un magnete permanente produce un'uscita elettrica, muovendosi in una bobina.

MC (Moving coil) **type cartridge**
Cartuccia nella quale una bobina produce un'uscita elettrica, muovendosi avanti e indietro in un campo magnetico.

(continua)

MISURATORE DI POTENZA E IMPEDENZA

a cura di F. TOSI

Tutti i lettori che possiedono una installazione elettroacustica sapranno certamente che il controllo delle potenze e delle impedenze, quando si vogliono fare delle razionali messe a punto, deve essere effettuato molto di frequente. La misura della potenza e della impedenza è particolarmente importante quando si vogliono adattare i diversi apparecchi che compongono un impianto sonoro. La misura e il controllo della tensione, della corrente o della resistenza è abbastanza facile, in quanto basta avere a disposizione un tester o un voltmetro elettronico. Al contrario, le cose si complicano quando si tratta di misurare delle potenze.

La difficoltà maggiore sta nel fatto che si devono misurare contemporaneamente la tensione e la corrente, la tensione e la resistenza, oppure la corrente e la resistenza,

Questa operazione non è molto difficile da effettuare; le cose si complicano quando è necessario misurare la potenza di uscita massima di un amplificatore, di un generatore di segnali, oppure la potenza di un piccolo trasmettitore.

Per ottenere una misura esatta è necessario che, al momento della misura, l'impedenza di carico sia adattata all'impedenza di uscita dell'apparecchio in prova.

Vediamo ora di descrivere un circuito adatto per la misura della potenza di uscita di un apparecchio, da qualche milliwatt fino a 3 W al minimo e contemporaneamente di adattare in modo automatico l'impedenza di uscita da 4,7 Ω fino a 10.000 Ω.

L'apparecchio oggetto del nostro articolo ha una gamma di frequenze molto estesa ed inoltre la corrente continua arriva fino a 150 MHz. Il circuito in esame non necessita di alimentazione e di taratura.

L'impiego del wattmetro descritto è molto semplice, infatti è sufficiente collegarlo ai capi d'uscita dell'apparecchio da controllare e ruotare il commutatore di uno scatto per volta fino a quando l'apparecchio di misura (la cui scala è calibrata in watt) indica un valore massimo.

Questo valore corrispondente alla potenza di uscita massima, e contemporaneamente la posizione del commutatore indica l'impedenza approssimativa di uscita del circuito da provare. Naturalmente, se si vuole avere una precisione di lettura più esatta, si può modificare il dispositivo di prova.

COSTRUZIONE DELL'APPARECCHIO

E' consigliabile inserire il montaggio in un contenitore metallico in modo da evitare l'effetto delle radiazioni, quando viene impiegato con un trasmettitore, di bassa potenza.

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico dell'apparecchio. Si deve tener presente che i resistori di carico che vengono inseriti nel circuito per mezzo del commutatore S1A (cioè da R1 a R11) sono da 2 W e preferibilmente di tipo non induttivo; le loro tolleranze sono scelte secondo la precisione di lettura desiderata. Naturalmente questo dipende essenzialmente dall'apparecchio di misura impiegato.

Il commutatore rotativo può essere del tipo a due o tre stadi; in questo caso il terzo stadio viene

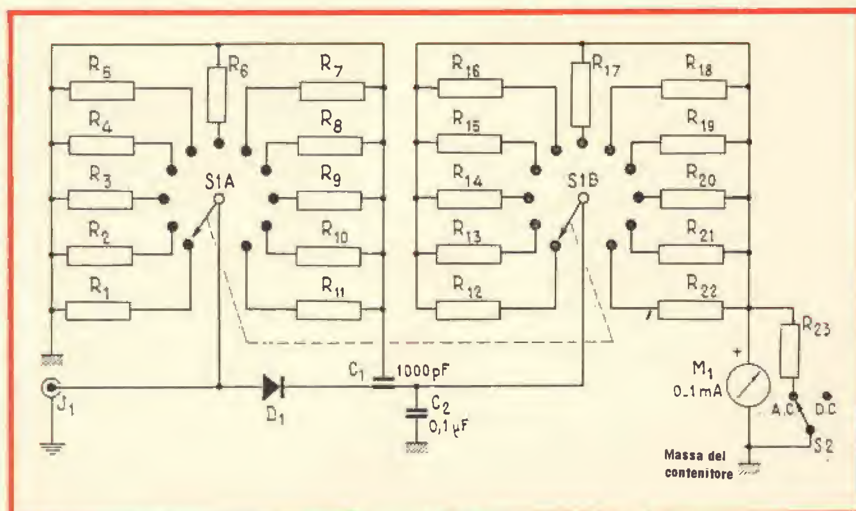


Fig. 1 - Schema elettrico del wattmetro.

usato come supporto per una delle estremità dei resistori di controllo, cioè da R12 a R22.

Il diodo D1 è di tipo qualsiasi, tenendo conto naturalmente di due fattori; quando si applica una potenza continua di 3 W ai capi di un carico di 10 kΩ, si produce una tensione di 173 V ai capi del diodo.

Applicando una stessa potenza di 3 W e la stessa impedenza di 10 kΩ si produce una tensione alternata di cresta di circa 250 V.

Ricordiamo che alcuni diodi al germanio di piccola potenza generalmente non possono sopportare questi livelli di tensione. Invece con una potenza di 30 mW applicata ad un carico di 5 Ω ai capi del diodo non si producono che 0,5 V; questo valore è naturalmente al di sotto del valore limite di conduzione per un diodo al silicio a tensione elevata.

In pratica, queste possono essere considerate condizioni limite e si riscontrano raramente; comunque un diodo al germanio da 120 V può andare bene in ogni caso.

Per la calibrazione del quadrante dell'apparecchio di misura, in modo da ottenere delle indicazioni di potenza in watt, è necessario togliere il coperchio di protezione del quadrante e tarare di nuovo la scala secondo le indicazioni della tabella 1. Al termine di questa operazione, si deve rimontare l'apparecchio nel suo contenitore.

Il volume medio efficace di un segnale alternato, considerando una oscillazione sinusoidale, ha un valore pari allo 0,707 del valore di punta; durante i controlli in alternata, è necessario inserire una resistenza shunt in parallelo all'apparecchio di misura.

Gli apparecchi di misura possono presentare delle resistenze interne molto variabili, di conseguenza la scelta di questa resistenza shunt R23 deve essere effettuata in modo da adattarsi all'apparecchio di misura impiegato.

Per poter effettuare questo, si deve collegare una sorgente di alta tensione e un potenziometro con una resistenza di diverse migliaia di ohm in serie con il voltmetro. A questo punto si regola il potenziometro, fino a quando l'apparecchio di misura indica esattamente il valore totale del quadrante, cioè 3 W.

Dopo aver fatto questo, si devono collegare dei resistori di diversi valori ai capi dell'apparechio di misura fino a quando l'indice segna un valore di 1,5 W, che è la posizione di calibrazione sul quadrante.

In questo momento, l'apparecchio di misura indica un valore di picco e non la potenza media efficace; di conseguenza non si avranno dei risultati esatti se le potenze d'ingresso non corrispondono a delle correnti sinusoidali. Questo metodo può essere molto conveniente; in pratica una volta scelto il valore del resistore R23, esso viene collegato all'apparecchio in prova come si può vedere in fig. 1.

METODI DI CALIBRAZIONE

L'apparecchio descritto utilizza, per la misura della potenza, la relazione che lega il rapporto fra il quadrato della tensione e la resistenza E2/R; il circuito di base impiegato è indicato in fig. 2a.

La potenza dissipata del resistore R4 è data dalla relazione E^2/R.

Se il resistore R4 è di 100 Ω e se il voltmetro indica 5 V, la potenza è di $5^2/100$, cioè 1/4 di watt.

La scala dell'apparecchio non è lineare a causa del fatto che la potenza è proporzionale al quadrato della deviazione dell'apparecchio di misura. Facciamo un esempio: se l'indicazione totale desiderata per tutta l'estensione del quadrante è di 2 W, l'indicazione corrispondente per 1 W è di $1/\sqrt{2}$; sarà cioè 0,707 della scala totale.

Prendiamo il caso che l'apparecchio di misura di fig. 2a indichi un valore di 10 V per tutta l'estensione della scala; con un resistore di 100 Ω, la potenza è di 1 W; quando invece il valore è di 500 Ω, la potenza per 10 V è di $10^2/500$ cioè 1/5 di W; in queste condizioni, se la scala era tarata in watt, il voltmetro darà delle indicazioni esatte solo per un valore particolare della resistenza di carico.

Per risolvere questo problema, è necessario non considerare le misure di tensione e considerare invece i valori delle correnti necessarie per produrre una deviazione com-

TABELLA 1

W	mA
3	1
2,5	0,91
2	0,82
1,5	0,707
1	0,57
0,75	0,5
0,5	0,41
0,25	0,29
0,1	0,185
0,05	0,13
0,01	0,057

TABELLA 2

R4 (Ω)	E (V)	R_M calcolata (kΩ)	R_M pratica (kΩ)
4,7	3,742	3,7	3,9
10	5,48	5,5	5,6
22	8,12	8,1	8,2
47	11,87	11,8	12
100	17,32	17,3	18
220	26,67	25,7	27
470	37,42	37,4	39
1000	54,8	54,8	56
2200	81,2	81,2	82
4700	118,7	118,2	120
10000	173,2	173,2	180

ELENCO COMPONENTI

C1	=	1000 pF
C2	=	0,1 µF
R1	=	4,7 Ω, 2 W
R2	=	10 Ω, 2 W
R3	=	22 Ω, 2 W
R4	=	47 Ω, 2 W
R5	=	100 Ω, 2 W
R6	=	220 Ω, 2 W
R7	=	470 Ω, 2 W
R8	=	1000 Ω, 2 W
R9	=	2200 Ω, 2 W
R10	=	4700 Ω, 2 W
R11	=	10000 Ω, 2 W
R12	=	3900 Ω, 1/2 W
R13	=	5600 Ω, 1/2 W
R14	=	8200 Ω, 1/2 W
R15	=	12000 Ω, 1/2 W
R16	=	18000 Ω, 1/2 W
R17	=	27000 Ω, 1/2 W
R18	=	38000 Ω, 1/2 W
R19	=	56000 Ω, 1/2 W
R20	=	82000 Ω, 1/2 W
R21	=	120000 Ω, 1/2 W
R22	=	180000 Ω, 1/2 W
J1	=	jack coassiale
M1	=	milliamperometro da 0,1 mA
S1	=	commutatore rotativo tripolare a tre posizioni
S2	=	deviatore unipolare a una direzione

pleta dell'indice su tutta la scala dell'apparecchio di misura.

A questo scopo si può usare un apparecchio di misura da 1 mA, in quanto attraverso questo apparecchio si ha un passaggio di una corrente di 1 mA quando è necessario che lo strumento indichi, per esempio, il valore massimo su tutta la scala di 1 W o 3 W.

In fig. 2b è riportato un circuito semplificato che permette di ottenere questo risultato.

Per una deviazione totale dell'indice dell'apparecchio di misura su tutto il quadrante, per 3 W, e con una resistenza di carico di 100 Ω, la tensione ai capi di R4 sarà di:

$$\sqrt{WR} \text{ o } 17{,}32 \text{ V}$$

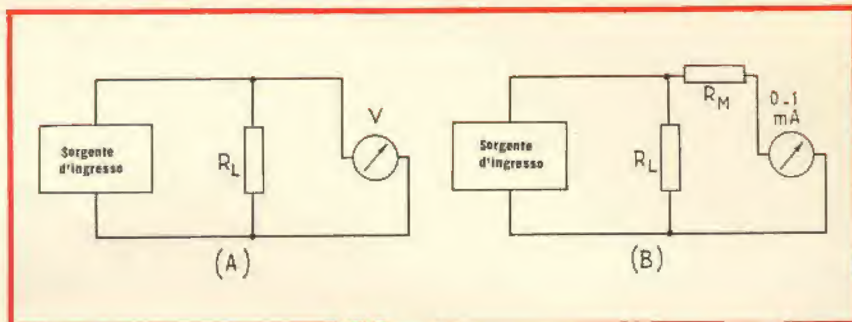


Fig . 2 - A) Circuito di base per la misura della potenza. B) Circuito semplificato per ottenere l'indicazione del valore massimo su tutta la scala.

La resistenza totale nel circuito dell'apparecchio di misura formata dalla resistenza R_M e dalla resistenza interna dell'apparecchio di misura deve essere di 17,320 Ω; questo fa si che l'indice dell'apparecchio di misura da 1 mA presenti una deviazione su tutta l'estensione della scala.

In modo analogo, se la resistenza di carico è di 500 Ω la tensione ai suoi capi è di 38,73 V e la resistenza del circuito di misura deve essere di 38730 Ω.

Nella tabella 2 sono indicati i valori impiegati per determinare la resistenza R_M montata nell'apparecchio. In ogni caso, il valore calcolato di questa resistenza è di solito molto simile ai valori di resistenza standard, in modo che non è più necessario impiegare dei resistori speciali. L'adozione di una deviazione totale per tutta la scala corrispondente a 3 W permette di beneficiare di questo vantaggio; in questo caso l'apparecchio di misura ha una resistenza interna dell'ordine di 100 Ω e quindi in pratica può essere trascurata.

Q T C

— —·— — —·—·



di P. SOATI

NOMINATIVI DI CHIAMATA (indicatif d'appel - call sign - distintivos de llamada).
Parte seconda

TJA - TJZ Camerun; **TKA - TKZ** Francia e territori di oltremare; **TLA - TLZ** Rep. Centroafricana; **TMA - TMZ** Francia e territori oltremare; **TNA - TNZ** Congo (RP); **TOA - TQZ** Francia e territori oltremare; **TRA - TRZ** Gabon; **TSA - TSZ** Tunisia; **TTA - TTZ** Ciad; **TUA - TUZ** Costa Avorio; **TVA - TXZ** Francia e territori oltremare; **TYA - TYZ** Dahonmey; **TZA - TZZ** Malì; **UAA - UQZ** URSS; **URA - UTZ** URSS Ucraina; **UUA - UZZ** URSS; **VAA - VGZ** Canada; **VHA - VNZ** Australia; **VOA - VOZ** Canada; **VPA - VSZ** Territori oltremare inglesi; **VTA - VWZ** India; **VXA - VYZ** Canada; **VZA - VZZ** Australia; **WAA - WZZ** USA; **XAA - XIZ** Messico; **XJA - XOZ** Canada; **XPA -XPZ** Danimarca; **XQA - XRZ** Cile; **XSA - XSZ** Cina; **XTA - XTZ** Alto Volta; **XUA - XVZ** Vietnam; **XWA - XWZ** Laos; **XXA - XXZ** Portogallo oltremare; **XYA - XZZ** Birmania; **YAA - YAZ** Afganistan; **YBA - YHZ** Indonesia; **YIA - YIZ** Nuove Ebridi franco-britanniche; **YKA - YKZ** Siria; **YLA - YLZ** Lettonia; **YMA - YMZ** Turchia; **YNA - YNZ** Nicaragua; **YOA - YRZ** Romania; **YSA - YSZ** Salvador; **YTA - YUZ** Yugoslavia; **YVA - YYZ** Venezuela; **YZA - YZZ** Yugoslavia; **ZAA - ZAZ** Albania; **ZBA - ZJZ** Territori oltremare inglesi; **ZKA - ZMZ** Nuova Zelanda; **ZNA-ZOZ** Territori oltremare inglesi; **ZPA - ZPZ** Paraguay; **ZQA - ZQZ** Territori oltremare inglesi; **ZRA - ZUZ** Sud Africa; **ZVA - ZZZ** Brasile; **2AA - 2ZZ** Gran Bretagna; **3AA - 3AZ** Monaco; **3BA - 3BZ** Maurizio; **3CA - 3CZ** Guinea equatoriale; **3DA - 3DM** Suaziland; **3DN - 3DZ** Figi; **3EA - 3FZ** Panama; **3GA - 3GZ** Cile; **3HA - 3UZ** Cina; **3VA - 3VZ** Tunisia; **3WA - 3WZ** Vietnam; **3XA - 3XZ** Guinea; **3YA - 3YZ** Norvegia; **3ZA - 3ZZ** Polonia; **4AA - 4CZ** Messico; **4DA - 4IZ** Filippine; **4JA - 4LZ** URSS; **4MA - 4MZ** Venezuela; **4NA - 4OZ** Yugoslavia; **4PA - 4SZ** Ceylon; **4TA - 4TZ** Peru; **4UA - 4UZ** ONU; **4VA - 4VZ** Haiti; **4WA - 4WZ** Yemen; **4XA - 4XZ** Israele; **4YA - 4YZ** Organizzazione aviazione civile OACI; **4ZA - 4ZZ** Israele; **5AA - 5AZ** Libia; **5BA - 5BZ** Cipro; **5CA - 5GZ** Marocco; **5HA - 5IZ** Tanzania; **5JA - 5KZ** Columbia; **5LA - 5MZ** Liberia; **5NA - 5OZ** Nigeria; **5PA - 5QZ** Danimarca; **5RA - 5SZ** Malgascia Rep.; **5TA - 5TZ** Mauritania; **5UA - 5UZ** Niger; **5VA - 5VZ** Togo; **5WA - 5WZ** Samoa occ.; **5XA - 5XZ** Uganda; **5YA - 5ZZ** Kenia; **6AA - 6BZ** Rep. Araba Unita; **6CA - 6CZ** Siria; **6DA - 6JZ** Messico; **6KA - 6NZ** Corea; **6OA - 6OZ** Somalia; **6PA - 6SZ** Pakistan; **6TA - 6UZ** Sudan; **6VA - 6WZ** Senegal; **6XA - 6XZ** Rep. Malgascia; **6YA - 6YZ** Giamaica; **6ZA - 6ZZ** Liberia; **7AA - 7IZ** Indonesia; **7JA - 7NZ** Giappone; **7OA - 7OZ** Yemen; **7PA - 7PZ** Lesoto; **7QA - 7QZ** Malawi; **7RA - 7RZ** Algeria; **7SA - 7SZ** Svezia; **7TA - 7YZ** Algeria; **7ZA - 7ZZ** Arabia Saudita; **8AA - 8IZ** Indonesia; **8JA - 8NZ** Giappone; **8OA - 8OZ** - Botswana rep.; **8PA - 8PZ** Barbados; **8QA - 8QZ** Maldive; **8RA - 8RZ** Guyana; **8SA - 8SZ** Svezia; **8TA - 8YZ** India; **8ZA - 8ZZ** Arabia Saudita; **9AA - 9AZ** San Marino; **9BA - 9DZ** Iran; **9EA - 9FZ**



Fig. 1 - Monoscopio della Repubblica Democratica Tedesca DDR.

Etiopia; **9GA - 9GZ** Gana; **9HA - 9HZ** Malta; **9IA - 9JZ** Zambia; **9KA - 9KZ** Kuwait; **9LA - 9LZ** Sierra Leone; **9MA - 9MZ** Malesia; **9NA - 9NZ** Nepal; **9OA - 9TZ** Congo (RD); **9UA - 9UZ** Burundi; **9VA - 9VZ** Singapore; **9WA - 9WZ** Malesia; **9XA - 9XZ** Ruanda; **9YA - 9ZZ** Trinità e Tobago.

RADIOAMATORI - Indirizzi Sedi dell'A.R.I. (parte seconda)

NOVARA, Casella Postale 7. **NOVI LIGURE,** Casella Postale 1. **OMEGNA,** Geom. Antonio Zaretti, Via F.lli di Dio, 59. **ORVIETO,** Casella Postale 3. **PADOVA,** Casella Postale 144. **PALERMO,** Casella Postale 300. **PARMA,** Casella Postale 211. **PAVIA,** Casella Postale 86. **PERUGIA,** Casella Postale 86. **PERUGIA,** Casella Postale 113. **PESARO,** Sig. Giuseppe Del Vecchio, Via Martiri Fragheto, 20. **PESCARA,** Casella Postale 63. **PIACENZA,** Casella Postale 110. **PIOMBINO,** Casella Postale 144. **PISA,** Sig. Ivo Pineschi, Via G. Montanelli, 90. **PINEROLO,** Sig. Zelino Rossi, Via M. Buniva, 66. **PISTOIA,** Casella Postale 46. **PORDENONE,** Casella postale 1. **PORTOGRUARO,** Sig. Venanzio Palazzo, Via Seminario. **PRATO,** Casella postale 586. **RAGUSA,** Concessionaria Lancia, Via G. Di Vittorio, 41. **RAVENNA,** Casella Postale 6. **REGGIO CALABRIA,** Casella Postale 120. **REGGIO EMILIA,** Via Garibaldi, 14. **RIETI,** Sig. Ferdinando Colantoni, Via Viscardi 16. **RIMINI,** Casella Postale 39. **ROMA,** piazzale degli Eroi, 8, Casella postale 361. **ROVIGO,** sig. Leonello Cavalieri, Via La Marmora 22. **SALERNO,** Sig. Dott. Mario Primicerio, Via De Filippis 12. **S. BENEDETTO DEL TRONTO,** Casella Postale 33. **SAN REMO,** Casella Postale 114. **SASSARI,** Casella Postale 35. **SAVONA,** Casella Postale 1, Albisola Mare. **SIENA,** Sig. Alberto Montanelli, V.le Cavour 138. **SENIGALLIA,** Casella postale 41. **SESTRI LEVANTE,** Casella postale 5. **SIRACUSA,** Casella postale 130. **SORRENTO,** Sig. Alessandro De Turris, Piazza Veniero 6. **TARANTO,** Sig. Umberto Gigantesco, Via Oberdan 121. **TERAMO,** Sig. Berardo Tullj, Via d'Annunzio 21. **TERNI,** Casella Postale 19. **THIENE,** Casella Postale 52. **TORINO,** Casella Postale 250. **TORTONA,** Sig. Angelo Schiavi, Via Carducci, 2. **TRANI,** Sig. Guido Tibaldi, Casella postale 142. **TRAPANI,** Sig. Dott. Baldassare Di Gaetano, Largo S. Pietro, 7. **TRENTO,** Casella Postale 286. **TREVISO,** Casella Postale **32. TRIESTE,** Casella Postale 3405. **TRIVIERO,** Casella Postale 43. **UDINE,** Casella Postale 23. **VARESE,** Casella Postale 26. **VENEZIA,** Casella Postale 181. **VERCELLI,** Sig. Benito Bertocco, Via Aminto Carretto. **VERONA,** Casella Postale 400. **VIAREGGIO,** Via Gigliotti, 43 Lido di Camaiore. **VICENZA,** Casella Postale 300. **VIGEVANO,** Sig. Virginio Cambieri, Piazza Volta 2. **VITERBO,** Sig. Mancini, Via Zara, 54. **VITTORIO VENETO,** Casella Postale 150. **VOGHERA,** Casella Postale 2.



Fig. 2 - Monoscopio usato dalle stazioni televisive di DANMARK RADIO (Danimarca).

SERVIZI RADIO DELLE STAZIONI COSTIERE ITALIANE (quarto elenco)

a) frequenza di ascolto; r) frequenza di risposta; e) frequenza di lavoro. Ore GMT.

CROTONE (IPC) 39° 03' 12" N, 17° 08' 24" E
Servizio radiotelefonico - orario continuo - frequenze: a) 2182 kHz, r) e) 2663 kHz.
Lista traffico su 2663 kHz ore 0525, 1025, 1425, 1825, 2225.

TARANTO Marina Militare (ICT) 40° 26' 30" N 17° 25' 10" E.
Servizio radiotelegrafico - orario continuo - frequenze: a) 500 kHz, r) 500 kHz, e) 432 kHz A1 e A2.

BARI (IBP) 41° 06' 25" N, 16° 57' 05" E.
Servizio radiotelegrafico - orario continuo - frequenze: a) 2182 kHz; r) e) 2579 kHz.
Lista traffico su 25779 kHz alle ore 0445, 0945, 1345, 1745 e 2145.



Fig. 3 - Una delle recenti immagini campione trasmessa da TV UUTJSET della OY YLEISRADIO (Finlandia).



Fig. 4 - Immagine irradiata dalle stazioni Albanesi della Radio Televizioni Shqiptar.

S. BENEDETTO DEL TRONTO (IQP)
41° 06' 25" N, 16° 57' 05" E.
Servizio radiotelegrafico - orario continuo - frequenze: a) 2182 kHz; r) e) 1855 kHz.
Lista traffico su 1855 kHz alle ore 0518, 0921, 1518, 1818 e 2318.

ANCONA Marina Militare (ICA)
43° 33' 04" N, 13° 36' 25" E.
Servizio radiotelegrafico - orario continuo - frequenze: a) r) 500 kHz, e) 489 kHz A1, A2.

ANCONA P. T. RADIO (IPA)
43° 37' 03" N, 13° 20' 38" E
Servizio radiotelefonico - orario continuo - frequenze: a) 2182, kHz r) e) 2656 kHz.
Lista traffico su 2656 kHz alle ore 0505, 1005, 1405, 1805 e 2205.

VENEZIA (IPN) 45° 26' 08" N, 12° 21' 33" E.
Servizio radiotelefonico - orario continuo - frequenze: a) 2182 kHz, r) e) 1680 kHz.
Lista traffico su 1680 kHz alle ore 0515, 1015, 1415, 1815 e 2215.

TRIESTE (IQX) 45° 40' 40" N, 13° 46' 20" E
Servizio radiotelegrafico

1°) continuo	a) 500 kHz, r) e) 476 kHz A1 e A2
2°) dal 1/10 al 31/3 1800-2400 0100-0200 0300-0600	a) 6267 - 6280,5 kHz, r) e) 6418 kHz A1
3°) continuo	a) 8356 - 8374 kHz r) e) 8679 kHz A1
4°) dal 1/4 al 30/9 continuo	a) 12534-12561 kHz r) e) 12975 kHz A1
5°) dal 1/10 al 31/3 0600-2400 0000-0400	a) 12534-12561 kHz r) e) 12975 kHz A1
6°) dal 1/4 al 30/9 0600-2100 dal 1/10 al 31/3 0800-1800	a) 16712-16748 kHz r) e) 17084 kHz A1

Servizio radiotelefonico - orario continuo - frequenze: a) 2182 kHz, r) e) 2624 kHz.
Lista traffico su 2624 kHz alle ore 0535, 1035, 1435, 1835 e 2235.

SERVIZIO RADIOTELEFONICO A DISTANZA RAVVICINATA

Ad eccezione della stazione di Roma IAR le stazioni costiere sotto indicate effettuano servizi di ascolto sulla frequenza di 2182 kHz A3 sia per la sicurezza della vita umana in mare sia per la richiesta delle conversazioni telefoniche con le navi a distanza ravvicinata dalla costa. Per tali conversazioni si consigliano i seguenti collegamenti:

Genova	=	Mediterraneo Occidentale
Genova e Livorno	=	Alto Tirreno
Cagliari, Civitavecchia e Napoli	=	Medio Tirreno
Palermo, Messina Napoli	=	Basso Tirreno e Mediterraneo centrale
Crotone e Bari	=	Basso Adriatico e Ionio
Crotone, Bari e Ancona	=	Mediterraneo Orientale
Ancona	=	Medio Adriatico
Venezia, Trieste e Ancona	=	Alto Adriatico

ALCUNI INTERESSANTI CIRCUITI

circuiti per hobbisti

a cura di TRIAX

OSCILLATORE BLOCCATO PER TEMPI BREVI

Gli oscillatori bloccati sono dei generatori con reazione induttiva che forniscono impulsi molto acuti. La sequenza degli impulsi può venir regolata, agendo sul circuito stesso, entro limiti molto vasti. Una caratteristica degli oscillatori bloccati è che possono venire sincronizzati facilmente. Impiegando più oscillatori bloccati collegati nella stessa maniera, ma dimensionati diversamente è possibile costruire dei demoltiplicatori di frequenza di funzionamento stabile. La demoltiplicazione per ogni stadio può arrivare a 5:1 senza una speciale stabilizzazione, mentre con stabilizzazione della temperatura e della tensione di alimentazione, essa può arrivare a 10:1.

Per tale ragione i generatori bloccati vengono frequentemente impiegati come generatori di spettri di frequenze utili nella riparazione di ricevitori e di televisori. La loro uscita, ricca di armoniche, rende possibile un controllo di stadi BF e specialmente AF. Lo spettro delle armoniche con un oscillatore ben costruito raggiunge i 30 MHz. Se un oscillatore bloccato oscilla stabilmente su per es. 10 kHz, esso può servire come generatore di segnali-marker con i quali si può controllare le scale OL, OM e OC.

Un impiego frequente degli oscillatori bloccati si ha in BF e a tale scopo descriviamo la seguente unità. Essa copre con vari condensatori il campo di frequenze da 45 Hz a 33 kHz.

Lo schema elettrico

La reazione del transistore T (fig. 1) avviene tramite il trasformatore U il cui avvolgimento W2 è posto nel circuito del collettore e l'avvolgimento W1 nel circuito di base.

Dopo aver applicato la tensione di alimentazione, il transistore è istantaneamente bloccato. Il transistore inizia a condurre solo quando il condensatore C2 si carica attraverso il potenziometro P e il resistore R1 fino a 0,7 V. La corrente di collettore nell'avvolgimento W2 genera nell'avvolgimento W1 una tensione indotta che è diretta in modo che la base divenga ancora più positiva in modo che il transistore viene reso completamente conduttivo. In questo istante sull'estremo superiore dell'avvolgimento W1 esiste una tensione negativa che carica negativamente C2. Quando il fenomeno reattivo è ultimato, ciò che avviene non appena raggiunto il massimo della corrente di collettore di T, la tensione di reazione diminuisce e il transistore si blocca. Sulla base del transistore esiste ora la tensione negativa accumulata in C2. Siccome però C2 viene successivamente caricato positivamente attraverso R1 e P, la tensione negativa diminuisce lentamente fino a che alla fine essa diviene positiva e il transistore inizia nuovamente a condurre.

Dopo di che il fenomeno si ripete.

Sul resistore di emettitore R2 dopo ogni commutazione si forma un impulso aghiforme di ca. 5 V, che può servire per pilotare direttamente un successivo oscillatore bloccato. Tuttavia il compito principale di R2 è di limitare la corrente di collettore in T fino al punto da non saturare il nucleo del trasformatore. Al di sotto della saturazione del nucleo la frequenza oscillante del generatore è pressoché indipendente dalla tensione di alimentazione e perciò molto stabile.

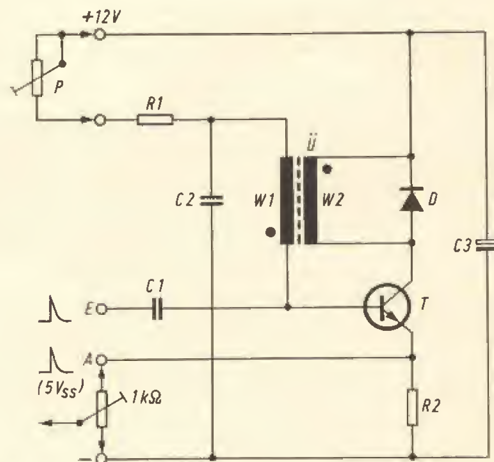


Fig. 1 - Schema elettrico dell'oscillatore bloccato per tempi brevi.

L'entrata E serve per sincronizzare la frequenza oscillante. A tale scopo è necessario un impulso positivo di 2 ÷ 5 V che arriva sulla base attraverso il condensatore C1. L'impulso di sincronismo deve venire inserito sempre prima che l'oscillatore bloccato passi in conduzione, ossia l'oscillatore bloccato da sincronizzare deve oscillare di per sé con una frequenza alquanto più bassa di quanto si desidera con la sincronizzazione. Quanto sopra si comprenderà meglio con un esempio.

Si deve generare con una frequenza primaria di 10 kHz una frequenza di 100 Hz; ciò si può ottenere con successive divisioni di 5:5:4 così il primo oscillatore bloccato deve oscillare su 2000 Hz però deve oscillare liberamente su circa 1600 Hz. Inviando i segnali di sincronismo di 10 kHz esso si bloccherà su 2000 Hz. Il secondo stadio deve oscillare su 2000:5 = 400 Hz; ma deve oscillare liberamente su 300 ÷ 350 Hz mentre sincronizzato si blocca su 400 Hz. Il terzo stadio oscillerà liberamente su ca. 85 Hz mentre dopo applicato il sincronismo viene portato a 100 Hz.

Si raccomanda di rendere regolabile il sincronismo in modo che si possa ottenere facilmente i rapporti appropriati. Ciò si può ottenere semplicemente collegando in parallelo a R2 un potenziometro trimmer (1 kΩ) il cui cursore è connesso con l'ingresso dell'oscillatore bloccato successivo (vedi schema).

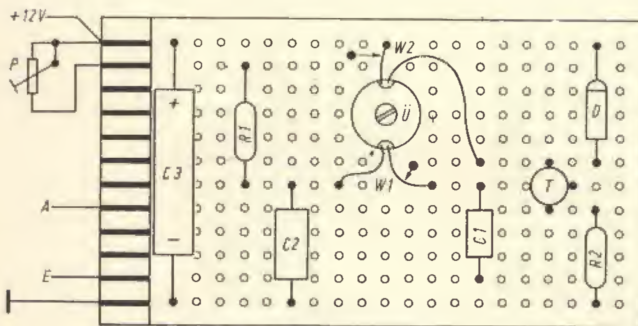


Fig 2 . Montaggio sulla piastra dei componenti relativi allo schema di figura 1.

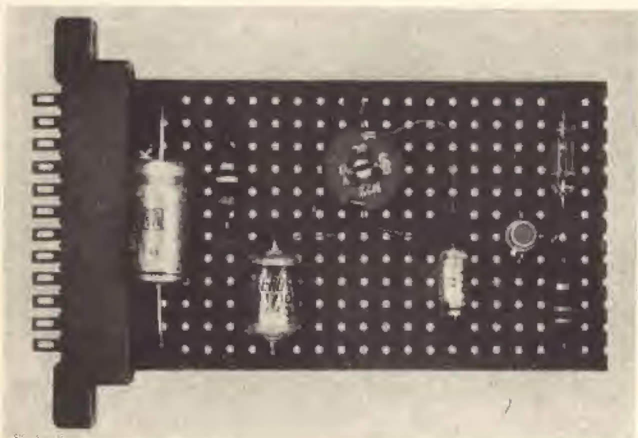


Fig. 3 - Prototipo dell'oscillatore bloccato di figura 1 a montaggio ultimato.

TABELLA I	
Condensatore C2	**Gamma (P = 500 kΩ)**
330 pF	8 kHz ... 33 kHz
1 nF	3,3 kHz ... 14 kHz
3,3 nF	950 Hz ... 6 kHz
10 nF	330 Hz ... 1,6 kHz
33 nF	110 Hz ... 600 Hz
0,1 μF	45 Hz ... 200 Hz

La tabella indica le frequenze di oscillazione con diversi condensatori C2. Precisiamo che questi dati sono di massima e dipendono dalle tolleranze dei componenti.

Elenco dei componenti

1 piastra di supporto
1 lista con terminali a spina
1 potenziometro lineare da 500 kΩ
1 zoccolo per transistore
1 nucleo ad olla 14 mm x 8 mm ∅
1 supporto per bobine a due pettini
R1 = resistore da 100 kΩ - 1/2 W
R2 = resistore da 82 Ω - 1/2 W
C1 = condensatore da 140 pF
C2 = vedi testo, 100 V
C3 = condensatore elettrolitico da 250 μF - 15 V
Trasformatore
W1 = 60 spire 0,2 mm sm.
W2 = 60 spire 0,2 mm sm.
D = diodo al germanio UA81
T = transistore BC109 - 2N708

OSCILLATORE BLOCCATO PER TEMPI LUNGHI

Quando per ragioni inerenti a divisioni di frequenze debbono venir generate delle frequenze aventi degli impulsi molto lenti, occorre progettare l'oscillatore bloccato apposito per questo scopo. Per poter ottenere delle costanti di tempo lunghe esistono diverse possibilità. Un sistema è quello di scegliere un trasformatore con un elevato rapporto di trasformazione; per cui la tensione negativa su C2 diviene corrispondentemente più elevata e la ricarica attraverso la resistenza di polarizzazione avviene più lentamente. Un altro sistema consiste nell'aumentare la capacità di C2. Non è però opportuno l'impiego di un condensatore eccessivamente grande poiché la carica in esso diverrebbe elevata in modo inammissibile e il transistore potrebbe venir distrutto.

Siccome non è agevole avvolgere trasformatori con varie migliaia di spire con un filo molto sottile, una elegante soluzione è rappresentata dal circuito seguente che impiega una delle capacità relativamente piccole con un trasformatore semplice.

Lo schema elettrico

Dato che il funzionamento dell'oscillatore bloccato fu già spiegato ci limitiamo alle sole particolarità.

Invece di un solo transistore ne vengono impiegati due posti in tandem (fig. 4). L'elevata amplificazione di corrente ottenuta dalla coppia dei due transistori, che a seconda dei tipi varia da 50.000 a 200.000, permette di elevare la resistenza di carico (P e R1) fino a 50 MΩ. Siccome la costante di tempo aumenta linearmente con R, con piccoli condensatori si ottengono degli impulsi a sequenza più lunga. I tempi che ne risultano sono riassunti nella tabella II in cui il potenziometro P = 10 MΩ.

Aumentando il potenziometro P a 20 MΩ i tempi nella seconda colonna raddoppiano, mentre quelli della prima colonna rimangono invariati.

Per quanto concerne il diodo D1 e il resistore R2, il primo impedisce che la tensione negativa di carica su C2 raggiunga T1. Detta tensione può aumentare fino a −10 V e portare all'avaria il tratto base-emettitore di T1. Il resistore R2 invece limita la corrente che passa nella base di T1 ad un valore tollerabile.

Il resistore di emettitore R3 in questo circuito è stato scelto di un valore basso affinché il transistore T2 possa fornire una corrente di collettore sufficiente per alimentare il trasformatore.

Per l'impiego dell'unità vale quanto già detto; è possibile tuttavia costruire dei divisori di frequenza che, partendo dalla frequenza di rete di 50 Hz, forniscono un segnale in secondi rispettivamente in minuti.

Per una demoltiplicazione da 50 Hz a 1 Hz si raccomanda la divisione seguente:
1° oscillatore bloccato 5 : 1 = 10 Hz
2° oscillatore bloccato 5 : 1 = 2 Hz
3° oscillatore bloccato 2 : 1 = 1 Hz

Si può omettere l'ultimo stadio impiegando al suo posto un flip-flop che divide di 2 : 1. Al flip-flop può venir collegato un orologio e rispettivamente un contagiri.

Gli impulsi per minuto si ottengono nel miglior modo, utilizzando la seguente suddivisione:

5 : 1 = 10 Hz	5 : 1 = 10 s
5 : 1 = 2 Hz	3 : 1 = 30 s
4 : 1 = 2 s	2 : 1 = flip flop

TABELLA II

Condensatore C2	Sequenza degli impulsi (P = 10 MΩ)
3,3 nF	7 ms ... 80 ms
10 nF	20 ms ... 0,4 s
33 nF	60 ms ... 0,55 s
0,1 µF	0,1 s ... 1,2 s
0,33 µF	0,35 s ... 4,5 s
1 µF	1 s ... 12 s
4,7 µF	3 s ... 36 s

Tutti gli oscillatori bloccati vengono regolati con un potenziometro P = 20 MΩ.

Gli impulsi di controllo da 50 Hz per il primo oscillatore bloccato debbono avere dei fianchi ripidi con senso positivo. La loro tensione dovrebbe risultare

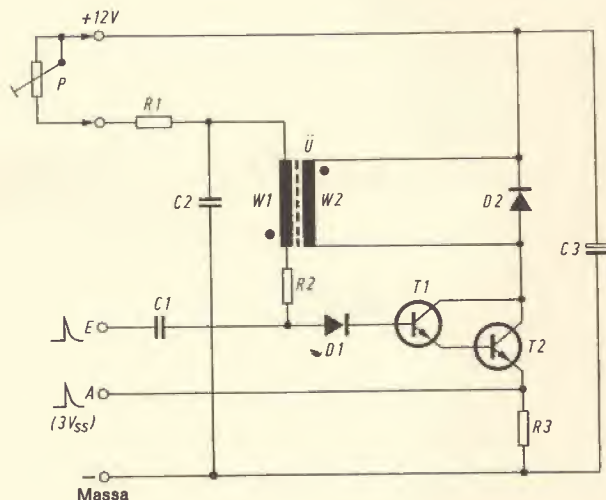


Fig. 4 - Schema elettrico dell'oscillatore bloccato per tempi lunghi.

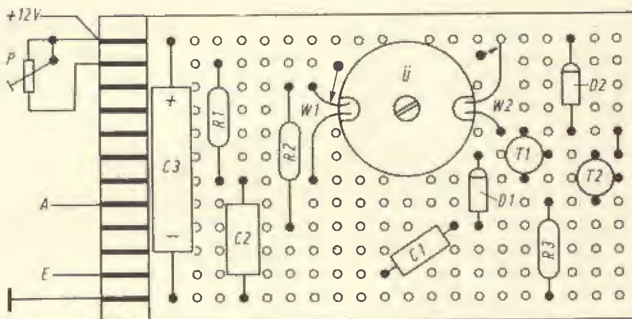


Fig. 5 - Montaggio sulla piastra dei componenti relativi allo schema di figura 4.

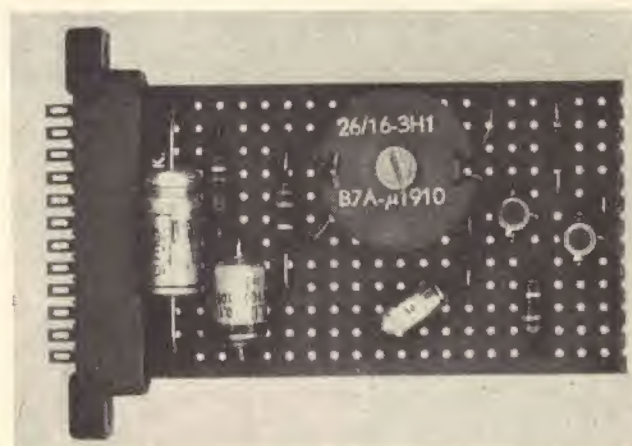


Fig. 6 - Prototipo dell'oscillatore bloccato per tempi lunghi a montaggio ultimato.

fra 2 e 5 V ed essere regolabile a mezzo di un regolatore. La formazione degli impulsi provenienti da un segnale sinusoidale a 50 Hz può venire effettuata mediante speciali stadi formatori (limitatore o trigger di Schmitt).

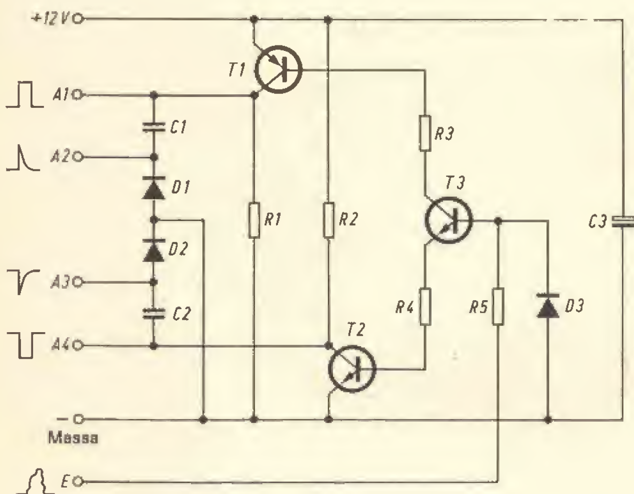


Fig. 7 - Schema elettrico del formatore d'impulsi per segnali B.F.

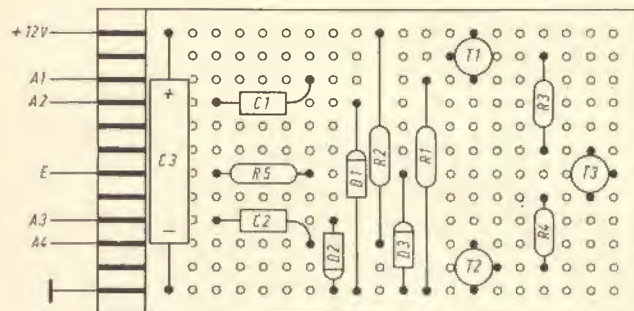


Fig. 8 - Montaggio sulla piastra dei componenti relativi allo schema di figura 7.

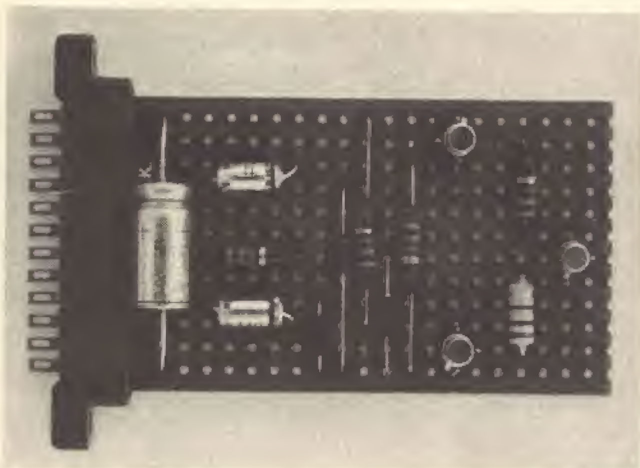


Fig. 9 - Prototipo del formatore d'impulsi per segnali B.F. a montaggio ultimato.

Elenco dei componenti

1 piastra di supporto
1 lista con terminali
2 zoccoli per transistori
1 potenziometro 10 MΩ rispettivamente 20 MΩ lineare
1 nucleo ad olla
1 supporto per bobina
R1 = resistore da 1 MΩ - 1/2 W
R2 = resistore da 56 Ω - 1/2 W
R3 = resistore da 12 Ω - 1/2 W
C1 = condensatore da 140 pF
C2 = vedi testo, 100 V
C3 = condensatore elettrolitico da 250 μF - 15 V
D1 = diodo BAY17
D2 = diodo BAY17
T1 = transistore BC109C
T2 = transistore 2N708
Trasformatore
W1 = 400 spire 0,2 mm sm.
W2 = 135 spire 0,2 mm sm.

FORMATORE D'IMPULSI PER SEGNALI BF

Qualora le tensioni BF debbano servire per pilotare oppure per sincronizzare degli oscillatori bloccati, dei flip-flop o degli stadi monostabili oppure multivibratori, la tensione BF deve venire anzitutto trasformata in una tensione rettangolare oppure in una tensione aghiforme. A seconda del tipo di stadio a rilassamento da pilotare sono richiesti degli impulsi positivi o negativi.

Riportiamo in figura 7 lo schema di un circuito universale che con un pilotaggio sia positivo che negativo fornisce degli impulsi rettangolari e aghiformi.

Lo schema elettrico

L'unità costruita con lo schema di figura 7 richiede, per il suo pilotaggio, una tensione alternata di almeno 5 V p.p. Da questa tensione viene ricavato un segnale di uscita con fianchi ripidi e stabili di 12 Vp.p. La formazione dell'impulso avviene sovraeccitando i transistori T1 e T2. Il transistore T3 serve per il pilotaggio dei primi due.

L'ingresso avviene sulla base di T1 attraverso R5. Se l'ingresso della tensione di pilotaggio è superiore a 5 V le semionde positive sovrapilotano il transistore T3, mentre quelle negative vengono inviate a massa dal diodo D3.

La corrente di collettore di T3 eccita la base di T1, la corrente dell'emettitore, la base di T2. In questo modo ambedue i transistori passano molto rapidamente dalla condizione di blocco in quella di conduzione. La tensione di collettore di T2 cade perciò da +12 V a circa zero, la tensione sul collettore di T1 sale invece da zero a quasi + 12 V. Si ottengono così due tensioni a forma rettangolare con polarità invertita che possono venir prelevate dalle uscite 1 e 4.

Spesso la componente continua di riposo sulle uscite e così pure il rapido passaggio alla fine del segnale rettangolare possono disturbare. In questi casi sono previste le uscite 2 e 3, che sono prive di componenti continue dato che l'accoppiamento avviene tramite con-

densatori. I diodi provvedono a far sì che alle uscite passino solo fianchi ripidi. E' tuttavia importante che ambedue le uscite (2 e 3) vengano chiuse su resistenze ohmmiche (massimo 10 kΩ) altrimenti i condensatori si caricano lentamente e non trasferiscono più il segnale impulsivo.

La frequenza limite della tensione pilota all'ingresso dipende notevolmente dalle resistenze di chiusura sulle uscite 2 e 3. Essa è di 10 kHz per resistenze di carico di 10 kΩ e di 100 kHz per resistenze di 500 kΩ.

In assenza dei condensatori C1 e C2 e dei diodi D1 e D2 l'unità può venire pilotata fino a 200 kHz.

Elenco dei componenti

1 piastra di supporto
1 lista con terminali
3 zoccoli per transistori
R1 = resistore da 680 Ω - 1/2 W
R2 = resistore da 680 Ω - 1/2 W
R3 = resistore da 680 Ω - 1/2 W
R4 = resistore da 150 Ω - 1/2 W
R5 = resistore da 680 Ω - 1/2 W
C1 = condensatore da 140 pF
C2 = condensatore da 140 pF
C3 = condensatore elettrolitico da 250 μF - 15 V
D1 = diodo BAY17
D2 = diodo BAY17
D3 = diodo BAY17
T1 = transistore BC192 - BC251 - BC261
T2 = transistore BC109C - 2N708
T3 = transistore BC109C - 2N708

RICEVITORE A DIODO DA 27,12 MHz CON PRESTADIO AF

Collegando prima di un ricevitore a diodo uno stadio AF si può aumentarne la sensibilità. Una maggiore sensibilità non vuol dire può una maggiore tensione di uscita, ma che il ricevitore è in grado di fornire una maggiore potenza di uscita su segnale debole.

Questa unità si presta per essere impiegata come controllo per comandi a distanza all'interno di un ambiente. La sua uscita BF può venir collegata direttamente all'amplificatore BF.

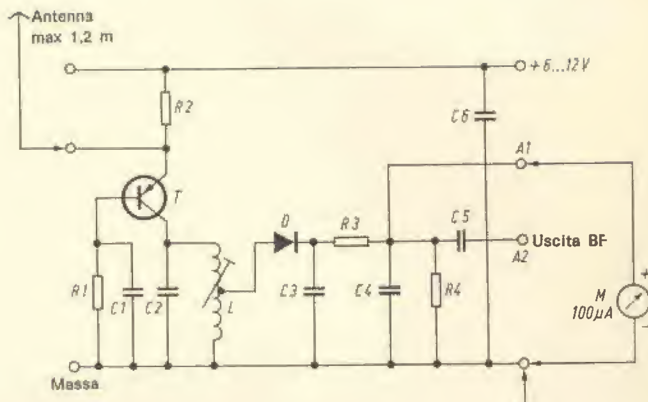


Fig. 10 - Schema elettrico del ricevitore a diodo con prestadio AF per 27,12 MHz. Lo strumento va inserito solo per la taratura.

Lo schema elettrico

Il circuito del demodulatore è noto e ci limitiamo qui ad indicare quindi le particolarità. Il transistore T (fig. 10) è del tipo al silicio PNP funzionante con base comune. Detto circuito si presta particolarmente bene perché essendo la sua resistenza di uscita elevata il circuito oscillante non risulta smorzato dal transistore.

Il diodo D è collegato ad una presa della bobina, per cui il circuito oscillante risulta poco caricato e la sua bontà non viene compromessa; ciò va tutto a vantaggio della selettività.

L'antenna è collegata all'emettitore del transistore e la sua lunghezza è determinante per la sensibilità del ricevitore.

Quando l'antenna ha una certa lunghezza può accadere che lo stadio AF oscilli. La reazione avviene attraverso la capacità interna del transistore e quelle del circuito. Dalle prove pratiche risultò che la lunghezza critica dell'antenna per quanto concerne l'autooscillazione è di 1,1 - 1,2 m. Questo fenomeno può venir sfruttato per ottenere un aumento della sensibilità.

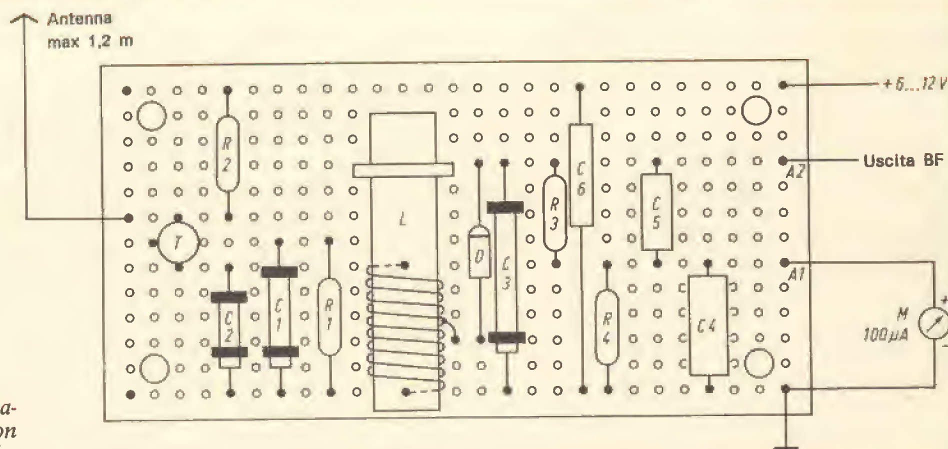


Fig. 11 - Montaggio sulla piastra del ricevitore a diodo con prestadio AF per 27,12 MHz.

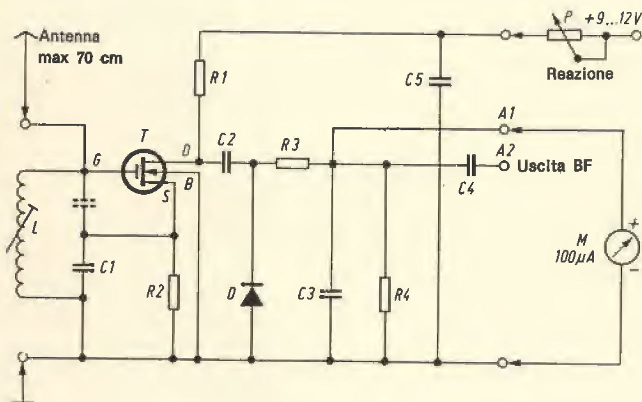


Fig. 12 - Schema elettrico del ricevitore a diodo per 27,12 MHz con prestadi MOS - FET. Lo strumento M va inserito solo per la taratura.

Accorciando la lunghezza dell'antenna fino a che l'autooscillazione scompare, l'effetto rigenerativo rimane e si ottiene una riduzione delle perdite sia dell'antenna che del circuito oscillante con un miglioramento sia della sensibilità che della selettività.

L'auto-oscillazione del prestadio può venire rivelata collegando fra l'uscita A1 e la massa un sensibile micro-amperometro.

Elenco dei componenti

1 piastra di supporto
1 zoccolo per transistore
1 supporto per bobine diam. 7 mm. con nucleo (rosso)
R1 = resistore da 100 kΩ - 1/2 W
R2 = resistore da 470 Ω - 1/2 W
R3 = resistore da 2,2 kΩ - 1/2 W
R4 = resistore da 47 kΩ - 1/2 W
C1 = condensatore da 4,7 nF
C2 = condensatore da 47 pF
C3 = condensatore da 4,7 nF
C4 = condensatore da 22 nF - 100 V
C5 = condensatore da 0,22 μF - 63 V
C6 = condensatore da 22 nF
D = diodo al germanio OA90
T = transistore BC251 - BC261 - BC192
L = 9 spire filo di rame da 0,8 mm argentato - presa a 6 spire a partire dalla massa.

La bobina viene incollata sulla piastra con UHU plus limandone il colletto inferiore.

RICEVITORE A DIODO DA 27,12 MHz CON PRESTADIO NON SMORZATO E CON MOS - FET

Rispetto ai normali transistori, i transistori ad effetto di campo, presentando una resistenza d'ingresso molto elevata, hanno delle ottime qualità in AF per cui essi si prestano ottimamente per venire impiegati nei dispositivi per il comando a distanza.

Con il circuito di figura 12 si dimostra quali risultati si possono ottenere con un semplice ricevitore ed un transistore di semplice costruzione. Il ricevitore è molto sensibile, non irradia e può venire impiegato per comandare a distanza modelli di automobili e di battelli oppure per telecomandi per uso domestico con un raggio di azione fino a 100 m.

Lo schema elettrico

L'elevata resistenza interna del transistore ad effetto di campo MOS permette di chiudere il circuito oscillante su di una resistenza molto elevata come è quella del gate. In questa maniera la tensione di risonanza del circuito può venire utilizzata completamente.

Al circuito oscillante di questo ricevitore può venir assegnato un rapporto L/C molto elevato. La capacità del circuito accordato consta essenzialmente delle capacità d'ingresso del transistore ad effetto di campo MOS che è inferiore a 6 pF.

Il circuito accordato viene smorzato attraverso lo accoppiamento con l'antenna e allo scopo di compensare queste perdite, è stata prevista una reazione che si ottiene di per sè, dimensionando opportunamente il condensatore di source C1, ossia scegliendolo sufficientemente piccolo. La capacità d'antenna del MOS - FET e di C1 costituiscono un partitore capacitivo dal cui punto centrale l'alta frequenza viene inviata al

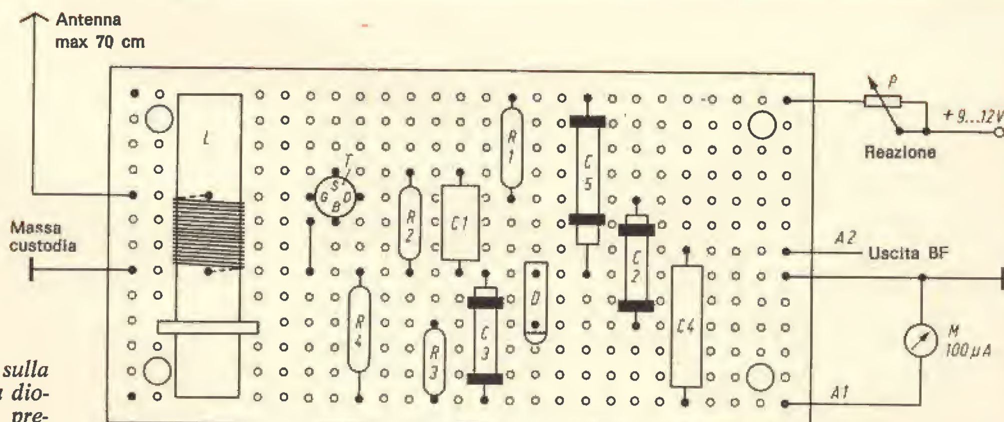


Fig. 13 - Montaggio sulla piastra del ricevitore a diodo da 27,12 MHz col prestadio MOS-FET.

source. La reazione viene regolata con P che fa variare la tensione di alimentazione del MOS - FET e quindi la sua amplificazione. Si regola P in modo che il MOS - FET venga portato un pò prima dell'inizio dell'oscillazione.

Essendo la bobina del circuito oscillante non smorzata, l'accordo sulla frequenza di trasmissione è molto critica. Basta un mezzo giro del nucleo per far sparire completamente o per far ritornare il segnale; per cui il nucleo deve essere frenato con una listarella di materiale spugnoso. La bobina deve venire incollata sulla piastra con mastice UHU plus e durante la taratura del circuito occorre allontanarsi il più possibile dall'antenna.

Ritornando al circuito, il segnale AF viene prelevato dal drain con sistema aperiodico. Il diodo rivela l'alta frequenza mentre il segnale BF arriva all'uscita tramite C4.

Il montaggio del ricevitore

L'unità deve venire racchiusa in una custodia di alluminio magari assieme allo stadio BF; essa non deve mai funzionare aperta. Il potenziometro P va pure montato nella custodia, però deve potersi comandare dall'esterno.

Se si riscontra che non si può raggiungere il punto d'innesco, ciò può essere dovuto all'antenna troppo lunga (che al massimo deve essere 70 cm.) oppure ad una scarsa pendenza del MOS - FET. In tal caso si diminuisce il valore del condensatore C1 fino a 80-100 pF.

Il gate di un MOS - FET è molto sensibile al sovraccarico di tensione. Occorre perciò curare che in nessun caso l'antenna di questo ricevitore venga a contatto con quella del trasmettitore.

Là sensibilità del ricevitore

Il requisito prefissato di poter coprire un tratto di 100 m. nel campione fu raggiunto facendolo seguire da un amplificatore BF e così il limite della portata su acqua dovrebbe essere di 250 m. circa.

Risulterà sorprendente udire delle stazioni radio molto lontane, anche oltre-oceano, appartenenti alla banda dei 25 MHz.

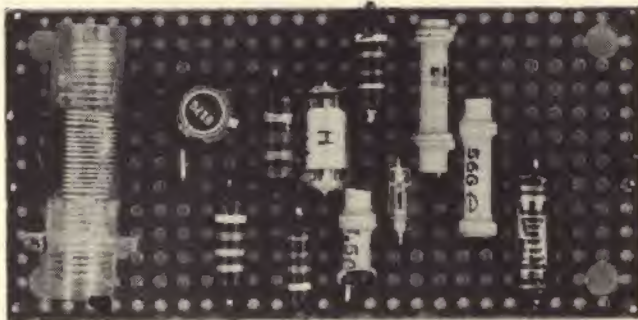


Fig. 14 - Prototipo del ricevitore a diodo relativo allo schema elettrico di figura 12.

Occorre tener presente che questo moderno ricevitore a diodo può venir paragonato per quanto riguarda la sensibilità ad un ricevitore a superreazione oppure a supereterodina. Tuttavia anche con una sensibilità inferiore a quella suddetta sussiste pur sempre il vantaggio che esso non irradia, che è di facile ed economica costruzione e si presta egregiamente per il comando a distanza.

Elenco dei componenti

1 piastra di supporto
1 zoccolo per transistore
1 bobina diam. 7 mm. con nucleo (rosso)
1 potenziometro P = 5 kΩ lineare

R1	=	resistore da 470 Ω - 1/2 W
R2	=	resistore da 180 Ω - 1/2 W
R3	=	resistore da 2,2 kΩ - 1/2 W
R4	=	resistore da 47 kΩ - 1/2 W
C1	=	condensatore da 140 pF
C2	=	condensatore da 56 pF
C3	=	condensatore da 1,5 nF
C4	=	condensatore da 0,22 μF - 63 V
C5	=	condensatore da 4,7 nF
D	=	diodo OA90
T	=	MOS-FET 3N128 (RCA)
L	=	25 spire filo di rame smaltato da 0,5 mm

brevetti



Chi desidera copia dei brevetti elencati può acquistarla presso l'ufficio Brevetti ING. A. RACHELI & C. - Viale San Michele del Carso, 4 - Milano - telefoni 468914 - 486450.

n. 857020
Materiale elettrofotografico.
FASTMAN KODAK CO.
A ROCHESTER N.Y. USA

---

n. 857024
Sistema per la generazione di caratteri.
INTERNATIONAL STANDARD ELECTRIC CORP. A N.Y. USA

---

n. 857026
Dispositivo comparatore e selettore di segnali.
WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP. A PITTSBURG PENN. USA

---

n. 857037
Rivestimento isolante per lamierini magnetici e metodo di fabbricazione dello stesso.
GENERAL ELECTRIC CO. A SCHENCTADY N.Y. USA

---

n. 857039
Circuito di comando elettrico.
WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP. A PITTSBURG PENN. USA

n. 857066
Regolatore di tensione per regolare la tensione di uscita di un generatore elettrico specie di un generatore luce.
ROBERT BOSCH GMBH. A STOCCARDA GERM.

---

n. 857141
Dispositivo di sostentamento e posizionamento micrometrico.
INTERNATIONAL BUSINESS MACHINES CORP. A ARMONIK N.Y. USA

---

n. 857142
Elementi passivi per circuiti integrati e metodo per realizzazione degli stessi.
C.S.

---

n. 857143
Dispositivo atto ad assicurare il distacco dei contatti incollati negli interruttori di potenza.
BASSANI SPA A MILANO

---

n. 857150
Dispositivo di comando a pressione di fluido.
THE BENDIX CORP. A DETROIT MICHIGAN USA

n. 857204
Dispositivo amplificatore della tensione di hall con compensazione della caratteristica di temperatura.
SIEMENS AKT. A BERLINO E MONACO GERMANIA

---

n. 857205
Dispositivo circuitale per il comando centralizzato dei relè riceventi specie in impianti telefonici.
C.S.

---

n. 857221
Quadro indicatore con elettrodi separati di segnalazione e di mantenimento.
BURROUGHS CORP. A DETROIT MICHIGAN USA

---

n. 857227
Dispositivo per la scarica automatica della tensione residua dei cristalli piezoelettrici in accenditori ad effetto piezoelettrico.
SPA FABBRICHE FIAMMIFERI ED AFFINI S.A.F.F.A. A MILANO

---

n. 857244
Mezzo cromatografico e metodo per la sua fabbricazione.
THE DEXTER A WINDSON LOCKS CONNECTICUT USA

seconda parte

di P. SOATI

IMPARIAMO A INDIVIDUARE LE ANOMALIE DEI TELEVISORI GUARDANDO LE IMMAGINI

ANOMALIE DOVUTE A DIFETTI INTRINSECI DEL TELEVISORE

Le cause che provocano il cattivo funzionamento di un televisore, dando luogo a delle alterazioni dell'immagine, possono essere dovute a dei difetti di costruzione, ed in tal caso le anomalie si notano in apparecchi di nuova installazione, magari dopo qualche giorno di funzionamento, oppure possono essere causate da avarie che si sono manifestate in un secondo tempo.

In questa seconda puntata, che fa parte di una serie avente carattere generale, esamineremo le alterazioni di immagine dovute essenzialmente a dei difetti di filtraggio della tensione EAT, ad auto-oscillazioni, perdite di isolamento dei circuiti di riga e di quadro e così via.

Saranno presi in considerazione tredici casi, illustrati nelle figure che vanno dal numero 12 al 24.

1° Caso

Immagine: *figura 12.*

Alterazione: *Immagine attraversata da righe chiare e scure, la cui intensità varia in funzione dell'intensità del suono.*

Causa: *Il rapporto di ampiezza immagine-suono sulle frequenze intermedie, non è corretto. Reiezione del suono sul canale video.*

Talvolta questo difetto è provocato dalle vibrazioni dell'altoparlante su dei componenti difettosi dello stadio video (comprese le saldature fredde).

2° Caso

Immagine: *figura 13*

Alterazione: *Distorsione delle linee verticali che assumono la forma di una S. Il difetto è accompagnato da alterazioni della luminosità.*

Causa: *Ronzio di rete dovuto ad un corto circuito interelettrodico che si è verificato internamente ad un tubo elettronico. Cattivo filtraggio della tensione anodica o di griglia schermo, o della tensione di regolazione nei circuiti di accordo o dell'amplificatore FI, dovuto in genere ad una avaria di un componente.*



Fig. 12

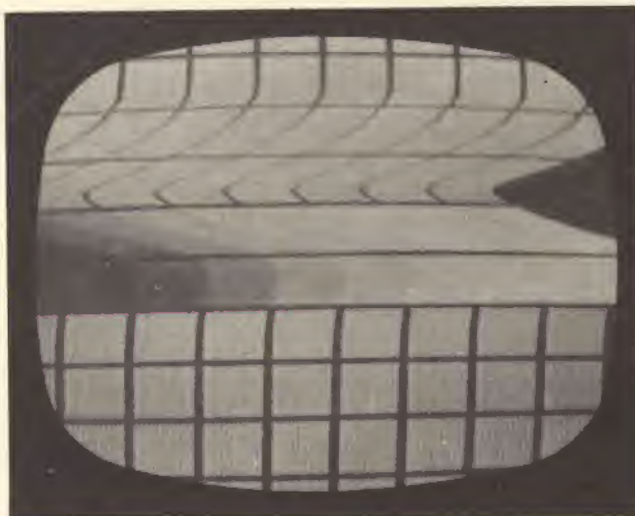


Fig. 13



Fig. 14

3° Caso

Immagine: *figura 14*

Alterazione: *Barra orizzontale scura che può anche coprire interamente l'immagine.*

Causa: *Ronzio della tensione di rete nell'amplificatore video. Corto circuito filamento-catodo nel tubo a raggi catodici.*

4° Caso

Immagine: *figura 15*

Alterazione: *Alternanza di barre chiare e scure con presenza di ondulazione nei bordi verticali dell'immagine.*

Causa: *Cattivo filtraggio della tensione di alimentazione a doppia alternanza.*



Fig. 15



Fig. 16

5° Caso

Immagine: *figura 16*

Alterazione: *Le zone più brillanti e quelle più scure dell'immagine sono sfuocate.*

Causa: *Irregolarità nell'alimentazione EAT.*

6° Caso

Immagine: *figura 17*

Alterazione: *Barre orizzontali con trama a puntone. L'anomalia può essere stazionaria oppure variare al ritmo del suono.*

Causa: *Rapporto ampiezza immagine-audio scorretto alle medie frequenze.*

Ampiezza troppo grande nei circuiti FI a causa di un difetto della banda passante, dovuto ad una scorretta messa a punto della trappola suono o dei circuiti di media frequenza.
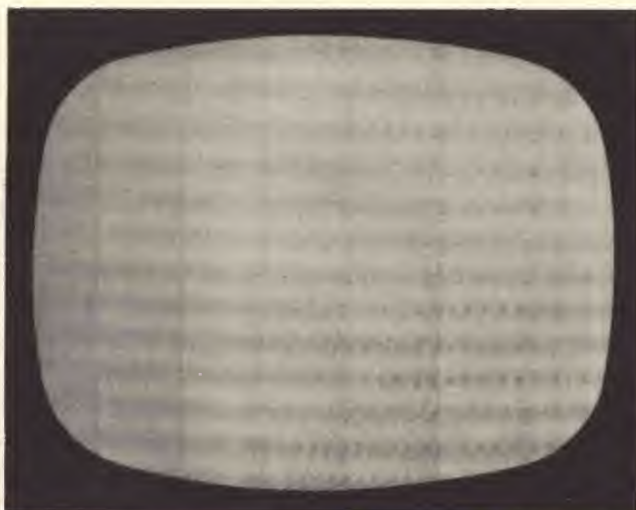


Fig. 17



Fig. 18

7° Caso

Immagine: *figura 18*

Alterazione: *Immagine scomposta in barre oblique che raramente restano ferme.*

Causa: *Cattivo sincronismo di riga. Controllare il circuito di generazione degli impulsi di sincronizzazione, il generatore di riga, la compensazione di fase.*

8° Caso

Immagine: *figura 19*

Alterazione: *Slittamento verticale dell'immagine. Immagine instabile e qualche volta tracce di ritorno di riga chiaramente visibili sullo schermo.*

Causa: *Difetto dovuto ai circuiti di sincronizzazione d'immagine. Circuito generatore di impulsi, di sincronizzazione, generatore di quadro, soppressione di ritorno di linea difettosi.*



Fig. 19



Fig. 20

9° Caso

Immagine: *figura 20*

Alterazione: *Contorni multipli dell'immagine che è anche sfuocata. Immagine finemente tratteggiata. Effetto plastico.*

Causa: *Oscillatore FI non regolato.*

10° Caso

Immagine: *figura 21*

Alterazione: *Una o più barre, oppure ombre verticali dal lato sinistro dell'immagine.*

Causa: *In genere si tratta di un difetto costruttivo che si nota nei televisori di cattiva qualità. Cattiva linearità di riga. Bobina di deflessione non regolata.*



Fig. 21

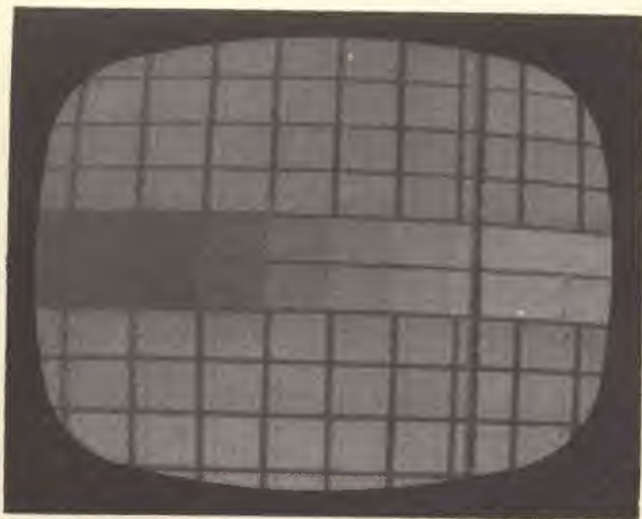


Fig. 22

11° Caso

Immagine: *figura 22*

Alterazione: *Barra verticale che traversa l'immagine e i cui bordi sono irregolari o frastagliati. Talvolta accompagnata da altre barre meno accentuate.*

Causa: *Scariche od effluvii nel circuito ad alta tensione. Oscillazioni parassite negli stadi di uscita di riga.*

12° Caso

Immagine: *figura 23*

Alterazione: *Barre oblique con andamento irregolare o frastagliato, con andamento più marcato rispetto a quello illustrato in figura 22. Sovente le barre si spostano nel senso orizzontale.*

Causa: *Scarica della EAT in un ricevitore TV vicino oppure oscillazioni parassite nello stadio di uscita di riga.*

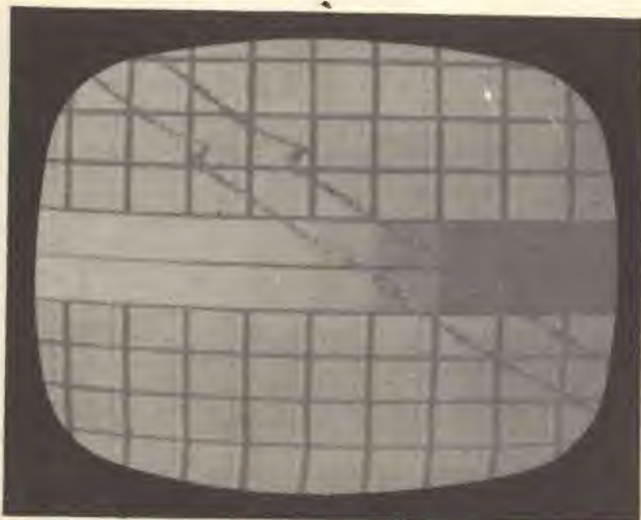


Fig. 23



Fig. 24

13° Caso

Immagine: *figura 24*

Alterazione: *Aspetto dell'immagine piuttosto granuloso oppure effetto neve.*

Causa: *Campo ricevuto, troppo debole. Difetto dell'antenna oppure difetto dello stadio d'ingresso del televisore.*

CONDIZIONI ANORMALI NELLA PROPAGAZIONE

Talvolta si verifica il caso che il segnale di una stazione trasmittente televisiva arrivi al ricevitore seguendo delle vie diverse. Un segnale ad esempio può arrivare per via diretta ed un altro, od altri, per via indiretta, cioè previa riflessione.

Talvolta si verifica il caso che si riceva una stazione, in condizioni di propagazione sporadica, che normalmente non viene ricevuta. Qualsiasi sia la causa di questa anomalia della propagazione le immagini nel televisore risultano alterate dando luogo a delle immagini fantasma che possono essere positive o negative. Nelle figure che vanno dal 25 al 28 analizziamo brevemente qualche caso caratteristico di alterazione d'immagine dovuta ai suddetti due motivi.

Da notare che i suddetti fenomeni sovente si possono manifestare anche per la presenza di onde stazionarie. Quindi prima di intervenire nell'impianto di antenna è opportuno controllare se l'anomalia si riscontra anche in altri televisori che si trovano nelle vicinanze.

E' questa del resto una prassi che bisogna seguire in tutti quei casi in cui una data anomalia oltre che da dei guasti del televisore può essere dovuta a cause esterne.

Nel prossimo numero parleremo dei disturbi che sono provocati da altre emissioni radioelettriche come quelle dovute alle stazioni di radiodiffusione, dei radioamatori o di altri servizi.



Fig. 25

1° Caso

Immagine: *figura 25*

Alterazione: *Accentuazione delle righe. Reticolo con sfondo a forma di griglia con intervalli di soppressione estranei all'immagine.*

Causa: *Portante immagine di un altro trasmettitore televisivo, sfasato in frequenza, in genere, ricevuto ad una distanza superiore a quella normale.*

2° Caso

Immagine: *figura 26*

Alterazione: *Immagini multiple. Il profilo degli oggetti è circondato da ombre.*

Causa: *Oltre al segnale diretto del trasmettitore televisivo si ricevono altri segnali che giungono per riflessione da ostacoli che si trovano nelle vicinanze.*



Fig. 26



Fig. 27

3° Caso

Immagine: *figura 27*

Alterazione: *Immagini multiple.*

Causa: *Oltre al segnale diretto si ricevono altri segnali che giungono per riflessione da ostacoli che si trovano nelle vicinanze, specialmente alle spalle del trasmettitore, e ad una certa distanza dal posto ricevente.*

4° Caso

Immagine *figura 28*

Alterazione: *Immagini multiple con ombre ed immagini fantasma.*

Causa: *Anche in questo caso oltre al segnale diretto si ricevono altri segnali che giungono, dopo aver effettuato altri percorsi, per riflessione.*



Fig. 28



L'ELETTRICITÀ ATMOSFERICA

di Roberto FREGGIA

L'atmosfera terrestre è assediata in permanenza da un campo elettrico, diretto verso il suolo, come se questo costituisse l'armatura di un condensatore, di polarità negativa. Quando il cielo è limpido, il campo elettrico (differenza di potenziale) è dell'ordine di circa 100 V per metro. Questo valore, è soggetto a variazioni continue nel tempo, ed in alcuni casi può raggiungere i 3 kV per metro. Quando il cielo è nuvoloso, il campo elettrico s'inverte di polarità. Questo fenomeno di cui l'origine è poco conosciuta, si ritiene venga causato dalle irradiazioni solari, da attriti all'interno delle molecole dell'aria oppure da cristalli di ghiaccio di cui sono costituite in parte le nuvole. Rimane il fatto che queste cause la sconvolgono profondamente.

Nelle stesse condizioni di tempo buono, e cielo limpido si rilevano delle cariche elettriche causate dalla ionizzazione dell'aria, e dirette verso il suolo. Quando il tempo è secco, specialmente in primavera, qualsiasi antenna installata sulla sommità di un edificio, ben isolata da terra, può raccogliere delle cariche elettriche, con differenza di potenziale piuttosto elevata.

Le cariche così raccolte si scaricano verso terra attraverso i circuiti d'ingresso dell'apparecchio ricevente e possono provocare danni notevoli.

Tanto più l'antenna è grande e posta in alto, tanto maggiore sarà la differenza di potenziale accumulata.

Le cariche così raccolte possono produrre piccole scariche, nel caso che la distanza con altre masse metalliche, (collegate a terra) sia abbastanza ridotta da permettere che il potenziale distruttivo venga raggiunto. Queste scariche, all'apparenza innocue, possono provocare all'uomo disturbi spiacevoli e talvolta pericolosi. Infatti con impianti d'antenna, posti a diversi metri d'altezza e non collegati a terra, le cariche accumulate specialmente in giornate di vento e secche, superano ogni limite e passando la mano in un punto qualsiasi del cavo di discesa si possono accusare delle scariche.

Tutto ciò è dovuto ad un piccolissimo scorrimento di corrente. Queste scintille dall'apparenza innocua possono accendere dei vapori d'essenza di alcool o di gas provenienti da eventuali fughe. Pertanto le esplosioni o gli incendi hanno qui una spiegazione logica. Bisogna quindi mettere le antenne a terra, siano esse per TV o radioamatori con un grosso conduttore. Talvolta è possibile munire l'antenna di una protezione inserendo una semplice lampadina al neon che si accende quando la differenza di potenziale supera gli 80 V. La scarica che si produce nell'ampolla di vetro, protegge i circuiti d'ingresso ed elimina il pericolo di esplosioni o d'incendio in ambienti saturi di gas. Questo semplice e poco dispendioso accorgimento tecnico è consigliabile, e a volte addirittura obbligatorio nei casi in cui si impieghino dei ricevitori con circuiti d'ingresso A.F. a transistori. Quindi spiegato anche il motivo della distruzione in percentuale piuttosto rilevante di transistori amplificatori di A.F. Colpa che molte persone poco accorte fanno in genere risalire ai costruttori oppure addirittura agli ingegneri progettisti.



questo mese parliamo di...

di P. SOATI

ACCUMULATORI

Gli accumulatori, come del resto dice il loro nome, sono destinati ad accumulare dell'energia elettrica, che conservano per un certo tempo, e che restituiscono quando è necessario. Essi oltre che per alimentare i radio apparecchi mobili, o per impiego campale e di bordo, sono utilizzati vantaggiosamente negli autoveicoli per l'avviamento del motore e per l'impianto di luci, per assicurare il moto ai carrelli elettrici, negli impianti sussidiari, quando manchi la fonte principale di energia negli ospedali, nelle officine, nelle sale dei teatri e dei cinematografi, nei dispositivi di allarme ed altri numerosissimi impieghi.

Gli accumulatori possono essere usati isolatamente oppure in batterie mediante collegamento in serie, quando sia richiesta una tensione piuttosto elevata, oppure in parallelo per ottenere una maggiore capacità.

TIPI DI ACCUMULATORI

A seconda del materiale principale che viene impiegato per accumulare l'energia si possono avere diversi tipi di accumulatori. I più comuni sono i seguenti:

a) *accumulatori a piombo.*
b) *accumulatori a ferro-nichel o alcalini.*

La scelta dei due tipi viene fatta in relazione all'impiego al quale essi sono destinati. Si utilizzeranno, ad esempio, degli accumulatori al piombo quando l'impianto richieda una tensione relativamente alta con una notevole energia di riserva. Gli accumulatori al ferro-nichel sono invece da preferirsi per alimentare apparecchi portatili, come i radioricevitori ed i televisori, ed in tutti quei casi in cui non sia possibile effettuare una buona manutenzione periodica oppure si debbano installare in apparecchiature che sono soggette a forti vibrazioni e scosse.

ACCUMULATORI AL PIOMBO

L'accumulatore al piombo, illustrato in figura 1, è costituito da più cellule ciascuna delle quali comprende una piastra positiva ed una piastra negativa (figura 2).

Siccome ogni cellula fornisce la tensione media di 2 V e massima di 2,7 V, un accumulatore formato di sei cellule è in grado di erogare la tensione media di 12 V con un massimo di 14,2 V, quando esso è perfettamente carico ed in piena efficienza.

Il liquido conduttore della corrente, elettrica, cioè l'elettrolita, è costituito da un miscuglio di acqua distillata e di acido solforico chimicamente puro.

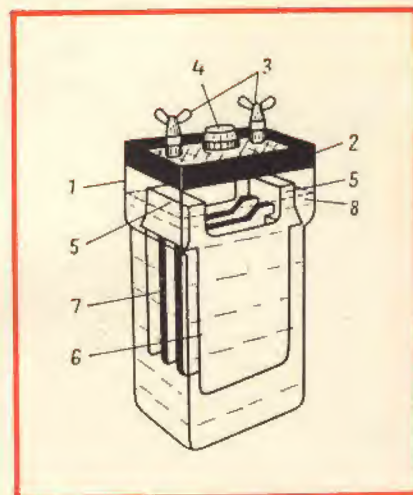


Fig. 1 - Accumulatore a piombo. 1 = contenitore in bachelite o materiale similare, 2 = coperchio inamovibile, 3 = morsetti di connessione, 4 = fori di riempimento con relativo tappo, 5 = ponte di connessione di ciascuna serie di piastre, 6 = piastre positive, 7 = piastre negative, 8 = elettrolita.

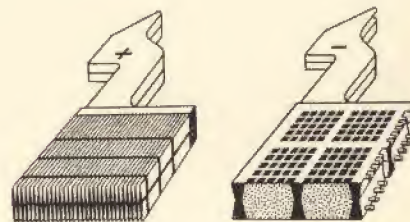


Fig. 2 - Esempi tipici di piastre per accumulatore a piombo. A sinistra è visibile una piastra positiva a destra una piastra negativa.

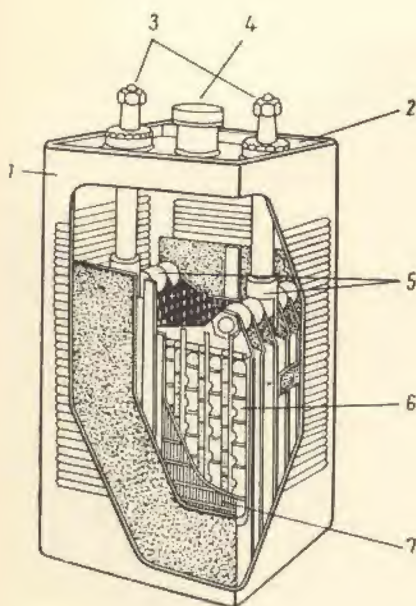


Fig. 3 - Accumulatore alcalino (ferro-nichel). 1 = contenitore, 2 = coperchio inamovibile, 3 = morsetti di connessione. 4 = foro di riempimento con tappo, 5 = ponte di connessione di ciascuna serie di piastre, 6 = piastre positive, 7 = piastre negative.

Le due sostanze dovranno essere miscelate fra loro secondo una determinata proporzione.

L'esatta composizione del miscuglio si ottiene quando la densità dell'acido raggiunge 1,18 g/cm². La densità serve anche a stabilire le condizioni di carica dell'accumulatore e si misura mediante un semplicissimo strumento, detto densimetro, con il quale si può aspirare una certa quantità di elettrolita che viene inviato in un bulbo di vetro in modo che sulla sua superficie può galleggiare un tubicino di vetro che si trova anch'esso all'interno del bulbo.

La lettura della densità si effettua su una scala graduata del tubicino ed in corrispondenza del livello raggiunto dall'elettrolita.

Un accumulatore al piombo allo stato di carica completa, cioè quando è pronto a restituire l'energia che ha immagazzinata a suo tempo, è costituito da una piastra positiva di biossido di piombo (PbO_2), riconoscibile dal caratteristico colore rossastro, e da una piastra di piombo spugnoso che agisce come elettrodo negativo.

Per capacità di un accumulatore si intende la quantità di elettricità, espressa in amperora (Ah), che si può ottenere scaricandolo fino alla massima tensione di scarica ammessa.

La carica degli accumulatori al piombo deve essere effettuata con una intensità di corrente che non deve mai superare quella fissata dal costruttore evitando altresì di protrarla oltre i limiti ammessi.

E' altresì necessario evitare che l'elettrolita entri in ebollizione troppo intensamente, sviluppando una notevole quantità di gas.

Questo fenomeno si evita riducendo gradatamente la corrente via via che l'accumulatore si carica.

Anche la scarica non deve essere effettuata bruscamente ma in modo da non superare il valore normale che è anch'esso indicato dal costruttore.

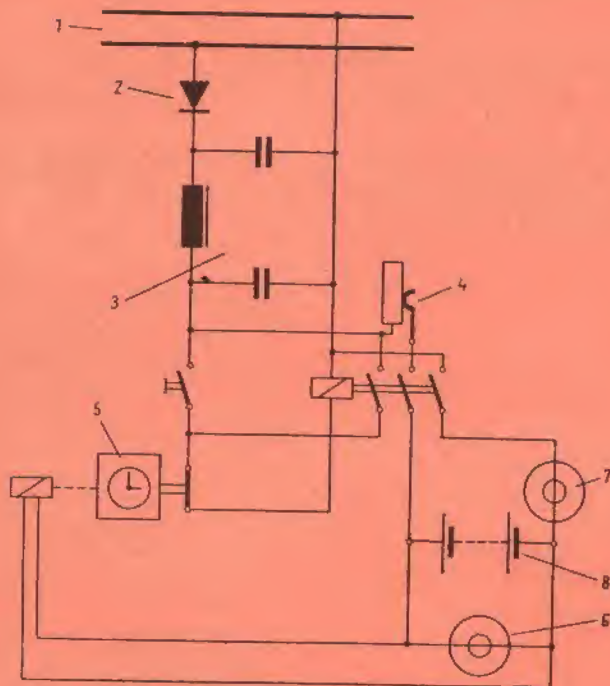


Fig. 4 - Schema di principio di un carica batterie. 1 = rete a corrente alternata, 2 = raddrizzatore a secco, 3 = filtro a pi greco, 4 = resistenza regolabile, 5 = circuito temporizzatore, 6 = voltmetro, 7 = amperometro, 8 = batteria di accumulatori.

ACCUMULATORI AL FERRO-NICHEL

Gli accumulatori alcalini, al ferro-nichel, sono simili, come costruzione, agli accumulatori al piombo. Essi naturalmente sono realizzati secondo dei principi del tutto differenti. (figura 3).

L'elettrolita, in questo tipo di accumulatori, è infatti composto da una soluzione di idrossido di potassio al 20% (cioè soda caustica).

L'elettrodo positivo è costituito da una intelaiatura di acciaio nichelato contenente delle pastiglie di Ni_2O_3, mentre l'elettrodo negativo è formato da un telaio identico al precedente contenente delle pastiglie di ferro spugnoso.

Mentre in un accumulatore al ferro-nichel carico, la forza elettromotrice si aggira fra 1,45 ÷ 1,5 V, durante la scarica la tensione ai morsetti scende da 1,20 a 0,9 V, a seconda dell'intensità di corrente erogata.

In questo tipo di accumulatore la caduta di tensione percentuale, nel periodo di utilizzazione, è leggermente maggiore di quella di un accumulatore al piombo.

Mentre per una scarica di 6 o 7

ore in un accumulatore al piombo si può rilevare una variazione del 18% in accumulatore al ferro-nichel tale variazione è dell'ordine del 30%.

La resistenza interna degli accumulatori al ferro-nichel è piuttosto elevata e pertanto il loro rendimento difficilmente supera il 50%.

Inoltre gli accumulatori alcalini (a cui appartengono, come abbiamo detto anche quelli al ferro-nichel), a parità di potenza sono molto più costosi degli accumulatori al piombo ed hanno anche un minore rendimento. Per contro essi richiedono una manutenzione più semplice e sono più robusti.

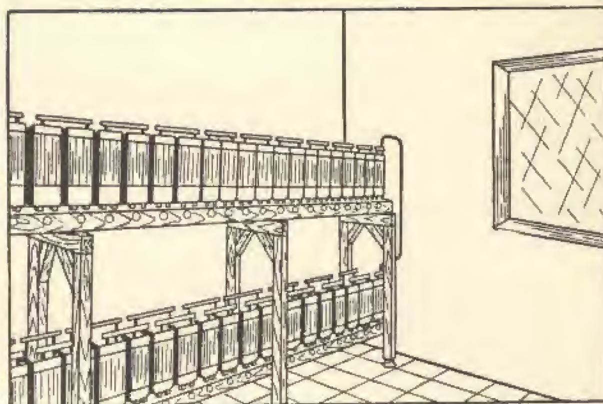


Fig. 5 - Esempio tipico di un locale per l'installazione di più batterie di accumulatore.

LOCALI PER ACCUMULATORI

Quando un certo tipo di impianto richiede l'impiego di un numero piuttosto elevato di accumulatori, è necessario provvedere a preparare un apposito locale il quale deve rispondere a particolari requisiti di sicurezza (figura 5).

In primo luogo gli accumulatori dovranno essere collocati al di sopra di chassis isolanti e formati da un materiale che resista all'azione corrosiva dell'acido solforico.

Il locale dovrà pure disporre di una buona aerazione naturale (figura 6) o meglio artificiale (figura 7), con l'impiego di ventilatori ed aspiratori.

Si tratta di una precauzione assolutamente necessaria poiché durante la scarica e la carica gli accumulatori possono generare dei gas esplosivi o comunque nocivi.

Qualora l'impianto richieda un numero molto alto di accumulatori occorre ovviamente rispettare le norme emanate in proposito dalla C.E.I.

Per evitare degli incidenti durante la manipolazione degli accumulatori, siano essi al piombo o alcalini è opportuno attenersi alle seguenti norme:

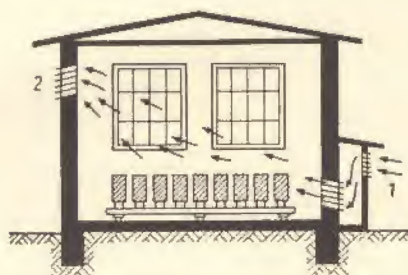


Fig. 6 - Locale per accumulatori con ventilazione convenzionale. 1 = entrata aria fresca, 2 = uscita aria viziata.

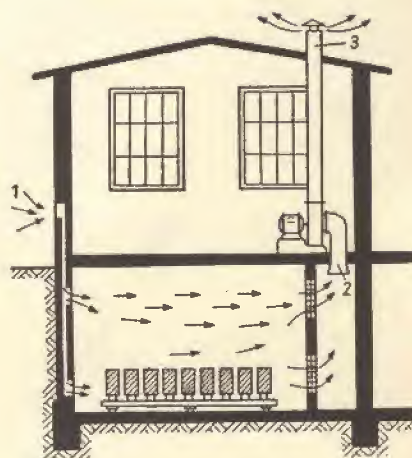


Fig. 7 - Locale per accumulatori con installazione per aerazione a circolazione forzata.

1) *trasportare gli accumulatori a piombo con la massima precauzione. Assicurarsi che i tappi siano ben stretti poiché altrimenti una eventuale scossa potrebbe fare fuoriuscire l'elettrolita, che oltre a danneggiare gli abiti potrebbe essere fonte di gravi guai per il corpo umano e specialmente per gli occhi.*
2) *entrando in un locale contenente accumulatori, specialmente se sotto carica, assicurarsi che lo stesso sia ben aerato.*
3) *dovendo preparare dell'elettrolita attenersi sempre alla seguente regola: prima versare l'acqua distillata e poi l'acido.*
4) *non impiegare apparecchi a fiamma, come candele, lumi a petrolio, o comunque a fiamma viva in prossimità degli accumulatori. E' veramente pericoloso, potendo provocare un'esplosione, avvicinarsi, al foro di un accumulatore con un fiammifero acceso per controllare il livello del liquido o peggio per controllare se il liquido è in ebollizione.*
5) *segnare accuratamente i recipienti che si utilizzano per manipolare l'acido o qualsiasi altro elettrolita, in modo che non sia possibile usarli erroneamente quali contenitori di bevande o di cibi.*
6) *Qualora si faccia uso contemporaneo di accumulatori al piombo e di accumulatori alcalini è necessario disporre i recipienti che contengono i relativi elettroliti in modo che non possano confondersi fra loro.*
7) *non usare mai gli utensili e i contenitori per accumulatori per usi differenti.*

l'angolo del CB



di Alligatore Alberto

QUELLO CHE SUCCEDE SOTTO GLI OCCHI DEI CB

Come si siano ingrossate le schiere della CB in Italia non è il caso di ripeterlo. E' logico quindi che sì gran numero di persone abbiano sopra di sè chi le diriga, chi faccia valere le loro ragioni, chi organizzi riunioni, cortei; da ciò la naturale esistenza della federazione italiana ricetrasmissioni nota come F.I.R.

E' inutile elencare gli errori che la F.I.R. ha commesso agli albori; nessuno, creando un'organizzazione saprebbe evitare lo scotto del noviziato e, in ogni caso, se poniamo sull'altro piatto gli sforzi per l'affermazione della causa CB, la bilancia pende a suo netto favore.

Il più pervicace tra gli sbagli iniziali fu, come ammisero pubblicamente alcuni notabili della Federazione Italiana Ricetrasmissioni lo aver affidato l'appoggio editoriale all'ormai vetusto mensile Il Sorpasso. A parte che più che mensile sarebbe meglio dire che appare in edicola dodici volte a secondo della bontà del caso con quell'alternarsi tipico delle pubblicazioni moribonde.

TRA COLOR CHE STAN SOSPESI

Orbene il defenestrato Sorpasso CB ex organo della F.I.R. cacciato malamente dalla finestra torna malconcio ma inviperito dalla porta. E' il caso dell'ultimo numero reperito a fatica: ottobre 1971!! Sarebbe 1972 ma uno sprovveduto linotipista ha con questo refuso involontariamente reso più patetica e amara la copertina. Tutti gli articoli, con le forze rimaste dileggiano e accusano la spergiura F.I.R. che vuole ingrassarsi alle spalle dei C B e abbellirsi con una legge che eliminerebbe l'essenza prima, il carattere stesso delle comunicazioni CB cioè l'uso delle stesse per scopi di pubblico interesse e necessità e basta.

Il brucio di essere stati usati e poi, come stracci inutili, messi da parte è evidente.

A essere sinceri qualcosa di vero c'è: attualmente la CB è in festa per una legge che aprirà ben poche porte.

Si potranno sì usare 27 MHz ma non certo per trasmettervi innocenti QSO; non è infatti previsto l'uso per passare il tempo libero. La legge c'è, d'accordo, è un passo avanti, ma quante migliaia di baracchini resteranno pirati?

Ora, per quanto riguarda l'impinguirsi con le quote annue la cosa fa un po' ridere: 300 milioni sarebbero, secondo statistiche fatte dalla donna delle pulizie del sig. Raffaele Francesca, l'enorme cifra che raggranellano annualmente i capoccioni della CB.

Bene, amesso che questi calcoli siano veri, e non lo sono, 300 milioni l'anno equivalgono a 25 al mese, cifra questa, a parer nostro, appena sufficiente per portare a termine vittoriosamente la campagna in favore della legalizzazione CB.

Ricordiamoci però che la sede di Milano della F.I.R. tanto per fare un esempio è ampiamente in passivo. Tanti invece i guadagni del nuovo organo ufficiale F.I.R. o di chi lo ospita: è una rivista senza pretese che (citiamo il Sorpasso n. 10 pag. 15) «si rivela immediatamente in tutta la sua mediocrità, nella assoluta mancanza di linguaggio e di contenuti e quindi, dato che si commenta tanto bene da sola, non vogliamo darle importanza con dilungarci nella critica».

In definitiva il Sorpasso CB ormai più in mano ai Lucchesi che agli italiani, propone una nuova federazione «nazionale» destinata ovviamente al naufragio per il suo carattere troppo democratico, o meglio popolare, accompagnato ad una disorganizzazione totale.

UNA CONTRADDIZIONE SINTOMATICA

Questa paventata nuova federazione trova una plateale contraddizione nel numero dello scorso febbraio. Un «corrispondente dalla

America» (sparito anch'egli ai primi sintomi di naufragio) tale Leo G. Sands, in un articolo intitolato «Non copiate i nostri cattivi esempi» descriveva come, negli USA due organizzazioni nazionali entrambe in nome della causa CB, tendessero in pratica a conseguire il potere totale. Anche se negli Stati Uniti la scissione era scaturita e sorretta da motivi politici, mentre in Italia pare siano motivi economici, la sostanza non cambia: una sola organizzazione deve rappresentare e tutelare i CB e questa oggi come oggi non può essere che la F.I.R. pur con le sue manchevolezze: è il famoso male minore. Se qualcuno al vertice non difende gli interessi CB, ebbene con democratiche elezioni viene sostituito da chi gode maggior fiducia. Se attualmente il valido (?) Andrea Pittiruti ricopre ancora dittatorialmente con i suoi colonnelli le cariche supreme vuol dire, è chiaro, che alla FIR tutto procede secondo i piani! !

MORALE

In Italia c'è della gente che ha un hobby e non vuole essere infastidita né da chi li vuole inquadrare a scopi politici, né da chi vuole speculare al massimo su questo passatempo.

Invece sotto gli occhi di tutti i CB Italiani avviene una scorribanda di persone ambiziose, scandali e scandaletti, promesse sotto le elezioni, accomodamenti per salvare la faccia. E i CB cosa fanno? Con una straordinaria flemma, insolita per il temperamento mediterraneo, subiscono, o forse, meglio così, se ne infischiano.

ALLEGRO RITROVO DEI CB TOSCANI

E' doveroso, anche se ormai il gelo di Natale l'ha fatto scordare, tornare con la memoria a quella stupenda domenica di novembre che ha visto tantissimi CB riuniti nel castello di Sammezzano.

Al convegno-raduno organizzato dall'Associazione Italiana Automobilisti (AIA), sono intervenuti anche numerosi parlamentari: Zamberletti e Merli (DC), Mammì (PRI), Cavalli e Fusi (PCI), tutti firmatari di due proposte legislative per la liberalizzazione della «banda cittadina», la frequenza sulla quale operano le radio ricetrasmittenti. Impossibilitati a partecipare per motivi elettorali hanno inviato la loro adesione anche i parlamentari Arnaud e Cossiga (DC), Artali (PSI), Baslini (PLI) e Cariglia (PSDI).



Due sono stati i temi più dibattuti: le ragioni che hanno spinto i parlamentari a sollecitare l'approvazione di una legge per regolamentare l'uso della «banda cittadina» e le difficoltà che, specialmente da alcuni settori, si stanno opponendo all'iniziativa parlamentare.

Da parte dei rappresentati della AIA sono stati illustrati i vari impieghi delle ricetrasmittenti: soccorso stradale, informazioni sullo stato delle strade in collegamento con la polizia stradale e soprattutto quello di poter intervenire in soccorso dei feriti, vittime degli incidenti, anche in collaborazione con la Croce Rossa.

I parlamentari intervenuti nello illustrare l'iter legislativo dell'iniziativa, hanno espresso anche ampie critiche al recente disegno di legge governativo che avrebbe dovuto comprendere tutte le richieste dei «CB» contenute nelle due proposte parlamentari. A questo proposito è stata anche sostenuta l'opportunità di far assegnare in sede deliberante, alla commissione Poste e Telecomunicazioni, la discussione della proposta di legge per sollecitare ulteriormente l'approvazione del provvedimento stesso.

A scopo dimostrativo sono state eseguite anche prove tecniche su apparati ricetrasmittenti.

Due ditte erano allo scopo presenti: la ditta Marcucci e la GBC italiana; entrambe hanno suscitato l'interesse dei numerosi presenti.

SOMMERKAMP TS-5024 P - 27 MHz

Da tempo era sentita sul mercato italiano la mancanza di una stazione fissa con potenza in antenna superiore ai 5 W, che non fosse in SSB.

L'impiego di un ricetrasmettitore di 40 W PEP in antenna, con il 100% di modulazione, è riservato a club nautici, stazioni di soccorso eccetera. L'assenza già accennata di un'apparecchiatura con potenza superiore ai 5 W input, di una certa affidabilità, portava all'uso indiscriminato di amplificatori lineari.

Le conseguenze le può immaginare anche il più sprovveduto dei CB, «sblateri» ecc., mentre nel 90% dei casi non si ottenevano i risultati desiderati.



Ecco ora il TS/5024P, stazione fissa alimentata soltanto dalla rete luce 220 Vc.a. Il motivo è chiaro: lo stadio finale di potenza a transistori è alimentato a 28 Vc.c. Tutti gli stadi di cui è composto il TS-5024P sono a transistori e stabilizzati mediante diodi Zener. Impiega 28 transistori, 19 diodi e 1 SCR. Ha una sensibilità in antenna di 0,35 μV per una potenza d'uscita sull'altoparlante di 500 mW. La potenza di uscita audio massima è di 5 W.

L'impiego di un ricetrasmettitore con una sensibilità in antenna così elevata, può portare qualche inconveniente se non viene usato razionalmente, e ciò è bene sia saputo da chi già pensa a questo apparecchio, il quale, se trattato convenientemente, offre innumerevoli vantaggi. Uno di essi consiste nella disponibilità del segnale di chiamata. La utilità della chiamata è indiscutibile, per cui tutte le case costruttrici dovrebbero munire i ricetrasmettitori di un accessorio così importante. La frequenza B.F. della chiamata è di 1750 Hz. Mediante un filtro selettivo, visualizza una eventuale chiamata con l'accensione di una lampadina.

Altri apparecchi della Sommerkamp sono muniti del segnale di chiamata, come il TS624S 10 W input per stazioni mobili (imbarcazioni, automobili, ecc.) e il portatile TS5624S 6 W input.

Sul frontale si trovano tutti i comandi e le varie prese esclusa quella d'antenna posta sul retro.

Ventiquattro canali tutti quarzati l'orologio digitale con la predisposizione per l'accensione automatica, la presa per la cuffia, per il microfono, la manopola volume squelch, pulsante per la chiamata, l'indicatore visivo dei canali, l'S/Meter ecc. non sono più una novità. Però si può garantire che, oltre ad avere una disposizione logica sul frontale di tutti i comandi, lo apparecchio in argomento è veramente funzionale.

Il mobile è tutto in legno di noce, munito di piedini di gomma.

Le prove di laboratorio eseguite su tre esemplari hanno dato dei risultati positivi e le prove pratiche, effettuate con vari tipi d'antenna, sono risultate soddisfacenti.

Il solo inconveniente potrebbe essere dato dall'impianto d'antenna.

L'uso di un apparecchio di queste caratteristiche con un'antenna Boomerang è uno spreco: sarebbe come usare una Maserati con le ruote di legno.

Traendo le conclusioni, il TS-5024P è un ottimo ricetrans da usare con un certo criterio, riservato a CB esperti che sappiano sfruttarlo a fondo.

Presso la filiale GBC di Via Petrella 6, Milano, l'amico Tango 3 vi potrà dare tutte le delucidazioni del caso. Potrete vedere l'apparecchio in funzione e constatarne le caratteristiche.

Il costo non è molto elevato, soltanto L. 185.000 tenendo presente il mobile in legno pregiato che ne permette l'uso in qualsiasi ambiente.

E per finire, è una stazione utilissima in mare, che può rivelarsi provvidenziale per salvare vite umane. Sarà lecito far notare, a chi di competenza, che la vita ha un valore infinitamente più grande della carta bollata?

UN NUOVO PRODOTTO INTERNATIONAL RECTIFIER

La International Rectifier annuncia la disponibilità di un nuovo interessante ponte raddrizzatore concepito secondo nuovi criteri costruttivi.
Si tratta del ponte monofase 6SB da 6 A, incapsulato in resina epossidica e disponibile per tensioni fino a 600 V. Le caratteristiche principali sono: le ridotte dimensioni (mm. 31,7x47,8), la versatilità dell'allacciamento dovuta ai terminali di forma speciale, facilità di fissaggio con una vite centrale o due laterali, peso particolarmente basso (19 g), il contenitore isolato che permette il montaggio anche su pannelli metallici (in quest'ultimo caso la temperatura ambiente a cui può lavorare il ponte può raggiungere i 65° C).
Caratteristica importante che interessa certamente i costruttori di apparecchiature è il basso costo se rapportato alle caratteristiche tecniche ed all'erogazione.



technical bulletin

8

SONY

CRF - 220

22 GAMME

RADIORICEVITORE

Il SONY CRF-220 è un radioricevitore di ottime prestazioni con le stesse caratteristiche dei radioricevitori professionali. Fra le particolarità più interessanti possiamo citare:

* Un totale di 22 gamme che coprono frequenze di trasmissione di tutto il mondo; 19 gamme di onde corte (OC1 ÷ 19) OM - OL - FM.
* FET (Transistori ad effetto di campo) per le gamme FM e OC forniscono una maggiore sensibilità, reiezione d'immagine e stabilità.
* Facile sintonia delle OC grazie al sistema a doppia conversione.

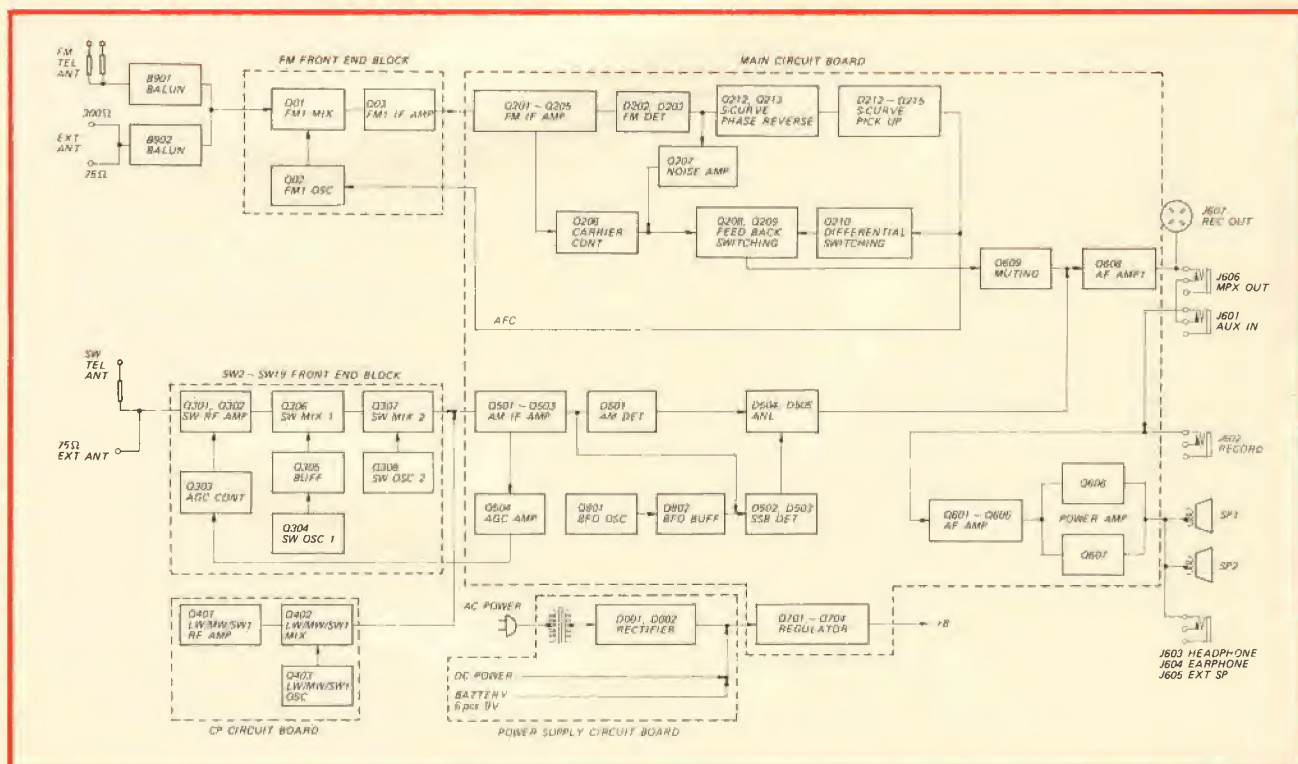


Fig. 1 - Schema a blocchi del radioricevitore SONY CRF-220.

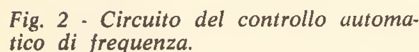


Fig. 2 - Circuito del controllo automatico di frequenza.

* Demodulatore per la ricezione dei segnali SSB.
* Manopole di sintonia individuali per le OC2 ÷ OC 19, OC1/OM/OL ed FM. Possibilità di effettuare la presintonizzazione di tre stazioni.
* Sintonia stabile senza interferenze grazie all'AFC e al sistema «muting».
* ANL (Limitatore Automatico del Rumore).
* Potenza d'uscita fino a 4 W ottenibile con due altoparlanti incorporati o altoparlanti esterni.

FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

AFC (Controllo automatico di frequenza)

Il controllo automatico di frequenza del CRF-220 per la banda FM è leggermente diverso dai circuiti ordinari (come indicato nella fig. 2).

I segnali provenienti dal rivelatore vengono applicati alla base di Q211 e Q212 in opposizione di fase.

Inoltre, le uscite ai collettori di Q211 e Q212 sono in opposizione di fase fra loro, R260, R261, R262, e R263 nel circuito di uscita dei transistori formano un circuito ponte bilanciato e la tensione continua al punto di congiunzione di R260 e R261 (punto A) è mantenuta costante a 1,5 V.

Questa tensione di 1,5 Vc.c. viene applicata al diodo D101 a variazione di capacità per la polarizzazione attraverso il commutatore AFC S202 quando il circuito AFC è escluso.

Quando il commutatore AFC è in posizione ON, la polarizzazione di controllo viene prelevata dal punto B ed il circuito AFC viene attivato.

Circuito Muting

Quando il radioricevitore è fuori sintonia rispetto alla emittente, il segnale diminuisce. Poiché il segnale IF viene rettificato dai diodi D207 e D208, la tensione negativa di uscita da questi rettificatori non può più sostenere la tensione positiva applicata alla base del transistore Q206 tramite il resistore variabile VR901 (Fig. 3).

Questo fa si che Q206 conduca e diminuisca la tensione del suo collettore. Poiché il collettore di Q206 è collegato alla base del transistore PNP Q209, quest'ultimo conduce quando la sua tensione di base diminuisce (rispetto a massa), ne deriva quindi la conduzione del transistore Q208.

La tensione del collettore di Q208 si avvicina al potenziale di massa.

La tensione al collettore di Q208 viene portata alla base del transistore Q609 tramite il commutatore di Muting S203.

Poiché questa tensione è bassa, Q609 non può condurre e completare il circuito di emettitore del transistore Q608. Questo impedisce a Q608 di amplificare l'uscita del rivelatore.

Quando il ricevitore è sintonizzato, accade l'opposto. Il segnale IF attraverso il condensatore C227 è rettificato in tensione negativa

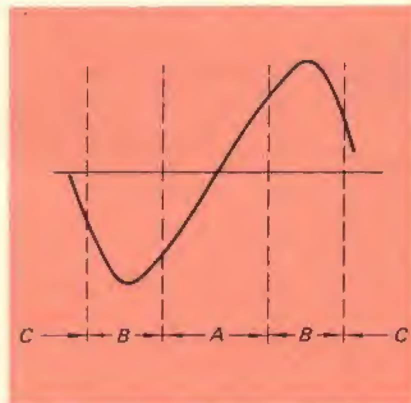


Fig. 4 - Caratteristica del discriminatore.

dai diodi D207 e D208.

Questa tensione esclude il transistore Q206 ed attiva infine il transistore Q609, permettendo così al transistore Q608 di amplificare l'uscita del rivelatore. Il livello di muting può essere regolato tramite il potenziometro VR901.

Il livello di muting viene di solito fissato a 20 dB in meno rispetto al livello del segnale. Se la sintonizzazione del radioricevitore viene spostata entro la gamma B della fig. 4 la differenza tra le tensioni al collettore dei transistori Q211 e Q212 diventa sufficientemente estesa tra i resistori R251 e R252, e abbassa così la tensione di base del transistore PNP Q209

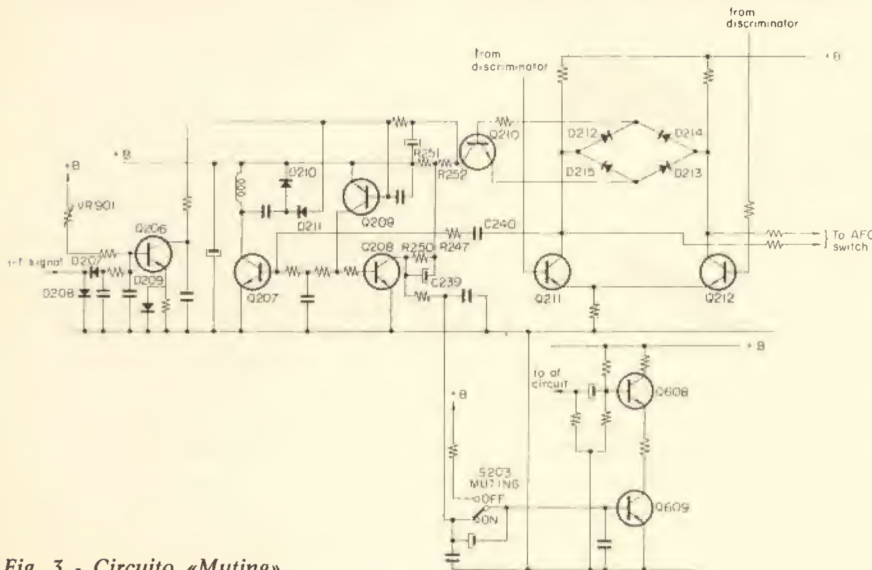


Fig. 3 - Circuito «Muting».

Band width	CF501 (S501-1)	CF502 (S501-2 ~ 3)	Overall response
Sharp	R528 330, C525 33P, R527 10K, IN, OUT	C527 36P, R530 2K, C528 75P, IN, OUT	A
Broad	R528 330, C524 150P, R527 10K, IN, OUT	C526 100P, R529 1K, R531 6.8K, IN, OUT	B

Fig. 5 - Risultato dell'azionamento del commutatore sui circuiti con filtri ceramici.

che si risolve nella sua conduzione.

La conduzione di Q209 inizia una catena di fasi che impediscono a Q608 di amplificare.

Se la sintonizzazione viene spostata entro la gamma C della figura 4, la differenza tra le tensioni del collettore dei transistori Q211 e Q212 è così insignificante che il transistore Q210 viene escluso sia in questa gamma che nella gamma A.

Comunque le componenti di rumore causato dalla «fuori sintonia» vengono accoppiate al transistore Q207 attraverso il condensatore C240 e il resistore R247 dell'uscita del rivelatore.

Il rumore viene amplificato, rettificato in una tensione negativa continua tramite i diodi D210 e D211, e viene applicato alla base del transistore Q209.

Poiché la tensione di base di Q207 è controllata dalla tensione del collettore di Q209 l'amplificazione del transistore Q207 aumenta a causa dell'aumentata polarizzazione di base ed il transistore Q209 conduce.

Come detto precedentemente, il transistore Q608 esclude l'uscita del rivelatore.

La reazione positiva attraverso il resistore R250 e il condensatore C239 proveniente dal transistore Q209 agevola l'esclusione di Q208.

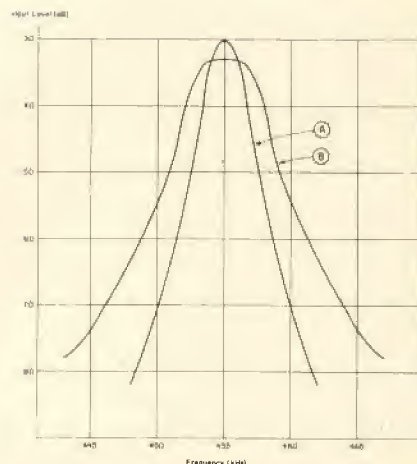


Fig. 6 - Curve di selettività complessive della sezione IF.

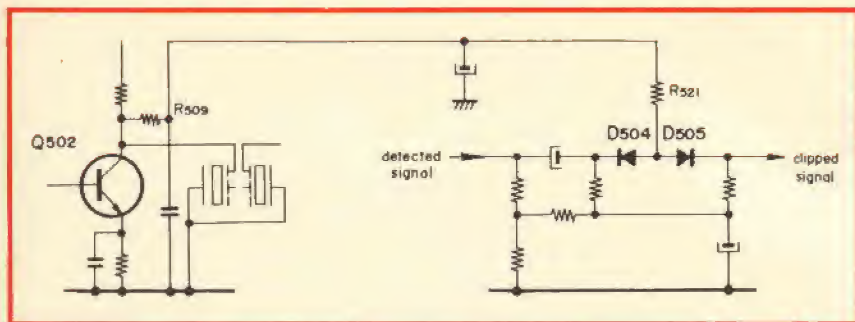


Fig. 7 - Circuito elettrico del limitatore automatico di rumore.

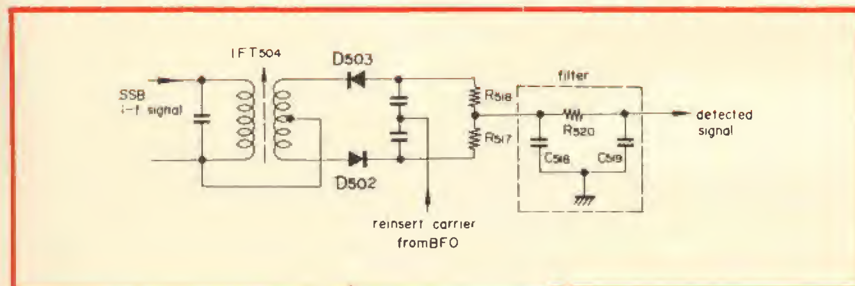


Fig. 8 - Circuito del rivelatore a prodotto.

Selettività regolabile quando si fa uso dei filtri in ceramica

La banda passante nella ricezione AM può essere alterata cambiando l'accoppiamento tra le sezioni dei filtri ceramici nel circuito IF di AM. I filtri ceramici CF501 e CF502 possono essere fissati manualmente alla banda passante stretta o larga mediante il commutatore S501.

Il risultato dell'azionamento del commutatore sui circuiti con filtri ceramici sono riassunti nella tabella di fig. 5.

Le curve di selettività complessive della sezione AM-IF sono riportate alla fig. 6.

ANL (Limitatore automatico del rumore)

Questo limitatore nella sezione AM taglia qualsiasi impulso di rumore.

Il livello del taglio viene regolato automaticamente per eguagliare le variazioni del livello di segnale.

La tensione del collettore dell'amplificatore IF Q502 polarizza i diodi D504 e D505 attraverso i resistori R509 e R521, mentre la tensione di uscita del rivelatore D501 fornisce una tensione di polarizzazione inversa (Fig. 7). Queste due tensioni di polarizzazione regolano il livello di taglio dei diodi D504 e D505 per eguagliare il livello medio del segnale.

SW band indicating window
battery check switch
SW telescopic antenna
treble tone control knob
tuning meter
dial light switch
AC lamp
bass tone control knob
power on/off switch
headphone jack
earphone jack
automatic/manual gain control knob
BFO (beat frequency oscillator) knob
BFO switch
calibrator reset knob
FM telescopic antennas
SONY
dial scales
band selection buttons
volume control knob
tuning knobs
AFC switch
muting switch
selectivity switch
noise limiter switch
sensitivity switch

Fig. 9 - Vista frontale del radioricevitore SONY CRF-220. Le sue caratteristiche veramente professionali lo rendono adatto a tutti i radioamatori.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Circuito	: Supereterodina (FM, OM, OL, OC1) Doppia supereterodina (OC2 ÷ ÷ OC19)
Semiconduttori	: 25 transistori, 3 FET per la ricezione, 17 transistori, per funzioni ausiliarie, 33 diodi, 2 termistori
Gamme di ricezione	: FM : 87.5 - 108 MHz OM : 530 - 1,605 kHz (566 - 187 m) OL : 150 - 400 kHz (2.000 - 750 m) OC1 : 1,6 - 4,5 MHz (187 - 66 m; banda m.) OC2 : 2,0 - 2,6 MHz (120 m) OC3 : 3,0 - 3,6 MHz (90 m) OC4 : 3,5 - 4,1 MHz (75 - 81 m) OC5 : 4,5 - 5,1 MHz (60 m) OC6 : 5,8 - 6,4 MHz (49 m) OC7 : 7,0 - 7,6 MHz (40 - 41 m) OC8 : 9,5 - 10,1 MHz (31 m) OC9 : 11,5 - 12,1 MHz (25 m) OC10 : 14,0 - 14,6 MHz (20 m) OC11 : 15,0 - 15,6 MHz (19 m) OC12 : 17,5 - 18,1 MHz (16 m) OC13 : 21,0 - 21,6 MHz (15 m) OC14 : 21,4 - 22,0 MHz (13 m) OC15 : 25,5 - 26,1 MHz (11 m) OC16 : 26,8 - 27,4 MHz (11 m) OC17 : 28,0 - 28,6 MHz (10 m) OC18 : 28,6 - 29,2 MHz (10 m) OC19 : 29,2 - 29,8 MHz (10 m)
Frequenza intermedia	: FM: 10,7 MHz OM, OL, OC1: 455 kHz OC2 ÷ OC19: 1°: 1,6 - 2,2 MHz 2°: 455 kHz
Antenna	: FM: 2 antenne telescopiche da 1 m terminali per antenna esterna (300 Ω, 75 Ω) OM, OL: antenna incorporata in ferrite, terminali per antenna esterna OC1 ÷ OC19: antenna telescopica m 1,47 terminali per antenna esterna
Alimentazione	: c.a. 110, 127, 220, 240 V, 50/60 Hz c.c. 9 V, mediante 6 pile da 1,5 V c.c. 12 V, tramite adattatore per batterie d'auto DCC-126 (opzionale)
Potenza d'uscita	: 4 W con alimentazione c.a.
al 10% di distorsione	: 1,5 W con alimentazione c.c.
Assorbimento di corr.	: c.a. 180 mA
senza segnale di ingresso	: c.c. 90 mA
Massima sensibilità	: FM: —2 dB (0,8 μV)
Uscita 50 mW, S/D 6 dB	: OM : 28 dB/m (25 μV/m) OL : 36 dB/m (63 μV/m) OC : 0 dB (1 μV); media
Selettività	: OL, OM, OC1 ÷ OC19: 40 dB in posizione BROAD 60 dB in posizione SHARP
Muting	: 10 ÷ 30 dB (regolabile)
Rapporto segnale/disturbo	: FM 63 dB a 50 dB ingresso, 400 Hz, 30% modulazione OM 37 dB a 60 dB ingresso, 400 Hz, 30% modulazione OL 30 dB a 60 dB ingresso, 400 Hz, 30% modulazione OC 44 dB a 44 dB ingresso, 400 Hz, 30% modulazione
Reiezione d'immagine	: FM 72 dB a 98 MHz OM 60 dB a 1,605 kHz OL 80 dB a 360 kHz OC1 30 dB a 4,5 MHz OC2 80 dB a 2,5 MHz OC19 30 dB a 29 MHz
Risposta di frequenza	: 100 ÷ 20.000 Hz entro ± 10 dB mediante controllo tono
Ingresso AUX	: Impedenza di ingresso: 5 kΩ Sensibilità massima: 53 dB (1.7 mV) a 50 mW uscita
Uscita MPX	: MPX OUT Impedenza di uscita: 5 kΩ Livello di uscita: —24 dB (49 mV) a 5 kΩ di impedenza di carico
Jack registrazione	: Impedenza di uscita: 2,2 kΩ Livello di uscita: —50 dB (2,5 mV)
Connettore REC OUT	: Impedenza di uscita: 80 kΩ Livello di uscita: — 29.5 dB (26 mV)
Altoparlanti esterni	: possono essere collegati altoparlanti da 3 ÷ 8 Ω
Cuffia	: impedenza: 8 Ω
Auricolare	: impedenza: 8 Ω
Controlli speciali	: controllo livello batteria manopola calibratore manopola MGC manopola di controllo BFO Commutatore di selettività commutatore ANL commutatore MUTING commutatore di sensibilità commutatore AFC
Dimensioni	: 452 mm x 325 mm x 190 mm
Peso	: 13,5 kg (senza batterie)

Rivelatore a prodotto per la ricezione in SSB

Il rivelatore a prodotto — fig. 8 — è una specie di rivelatore eterodina. I segnali su banda laterale unica possono essere riguadagnati facendoli passare attraverso un dispositivo non lineare e dopo averli miscelati con una portante identica in frequenza a quella usata durante la modulazione al trasmettitore. Cioè, questi due segnali banda laterale e portante, vengono trasformati in due segnali di battimento, superiore ed inferiore, rispetto alla frequenza della portante per mezzo dell'azione dell'eterodina.

Il segnale superiore di battimento viene eliminato facendolo passare attraverso il circuito di filtro e il

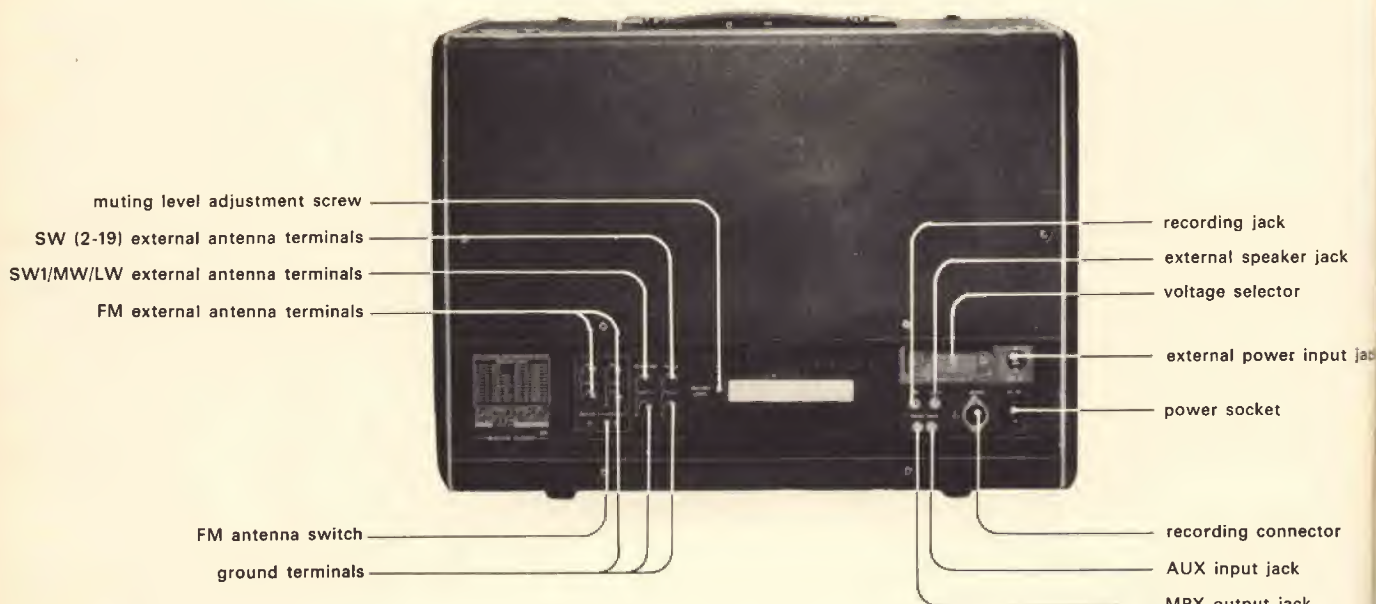


Fig. 10 - Vista posteriore del radioricevitore 22 gamme Sony CRF-220. In questa illustrazione si possono notare tutte le prese per i vari impieghi.

segnale inferiore viene portato allo stadio successivo come segnale audio.

Nel modello CRF-220, il rivelatore utilizza la caratteristica «square-law» (corrente di uscita proporzionale al quadrato del valore effettivo della tensione di ingresso) di un diodo per il dispositivo non lineare.

Per minimizzare la distorsione, due diodi D502 e D503 sono collegati con le polarità opposte e applicati ai segnali rispettivamente in fase.

Questo poiché la curva «square-law» di un diodo è stretta determinando così una rivelazione distorta per il segnale forte di ingresso.

La iniezione BFO di tensione usata per la reinserzione della portante è abbastanza elevata (circa 0,8 V) per poter fissare il punto operativo del rivelatore entro una porzione lineare della caratteristica del diodo.

Questo minimizza la distorsione del segnale audio recuperato.

In figura 9 ed in figura 10 sono riportate due viste del radioricevitore Sony CRF-220 e sono messe in evidenza tutti i comandi e le prese.

Electronics World
ELECTRONIC COMPONENTS
corriente alterna
radio mentor
Wireless World
ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU
Elektronik
Electronic Design
SCIENCE JOURNAL
LE HAUT-PARLEUR
orbit
JEE
Electronics
funkschau
electronic engineering
Stereo Review

rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

UN APPARECCHIO PER LA RIGENERAZIONE, LA MISURA ED IL CONTROLLO DEI TUBI A RAGGI CATODICI

(Da «Radio plans»)

Il dispositivo descritto dalla nota Rivista francese permette di identificare la presenza di cortocircuiti tra gli elettrodi di un tubo a raggi catodici per televisione, e — in determinati casi — di sopprimerli, in modo particolare se essi sono dovuti alla presenza di particelle di grafite o dello strato catodico emittente.

L'apparecchiatura, che una volta realizzata presenta le dimensioni mm. 180x 170x85, con un peso di circa 4 kg, e che dissipa in totale 22 W, permette altresì di misurare l'entità dell'emissione elettronica da parte del catodo, per intensità di corrente comprese tra 0 e 500 µA, nonché di rigenerare i tubi caratterizzati da una emissione piuttosto debole, ossia inferiore a 100 µA, il che provoca sovente un effetto assai sgradevole nella riproduzione dell'immagine.

Lo schema elettrico del dispositivo è illustrato alla **figura 1.** Seguendo il suddetto circuito, risulterà abbastanza facile comprenderne il funzionamento e le possibilità di impiego. Naturalmente, è opportuno in primo luogo staccare il ricevitore televisivo dalla presa di corrente, togliere lo zoccolo del tubo a raggi catodici, e sostituirlo con quello facente capo al dispositivo di controllo. Una volta che quest'ultimo sia stato messo in funzione, è possibile procedere in primo luogo alle prove ed alle misure, per la cui esecuzione si agisce sul commutatore a tre sezioni e tre posizioni, contrassegnato nello schema SK4.

La posizione contrassegnata «C» serve per il controllo dei cortocircuiti tra filamento e catodo, tra il catodo e la griglia pilota, nonché tra quest'ultima e la seconda griglia. A tale scopo, una certa tensione viene applicata tra le suddette coppie di elettrodi, la quale tensione viene limitata ad opera delle resistenze del valore di 1,2 MΩ, collegate in serie con le lampade al neon e gli elettrodi del tubo catodico sottoposto al controllo.

Le resistenze predisposte in parallelo alle suddette lampade al neon evitano che queste ultime si accendano anche in assenza di corto circuiti all'interno del tubo catodico.

Un circuito serve per il controllo tra il filamento ed il catodo, e determina la accensione della lampada L1; un secondo circuito provvede al controllo tra la griglia pilota ed il catodo, e determina l'accensione di L2, mentre un terzo circuito controlla il contatto diretto tra la prima e la seconda griglia, attraverso la accensione di L2 e di L3.

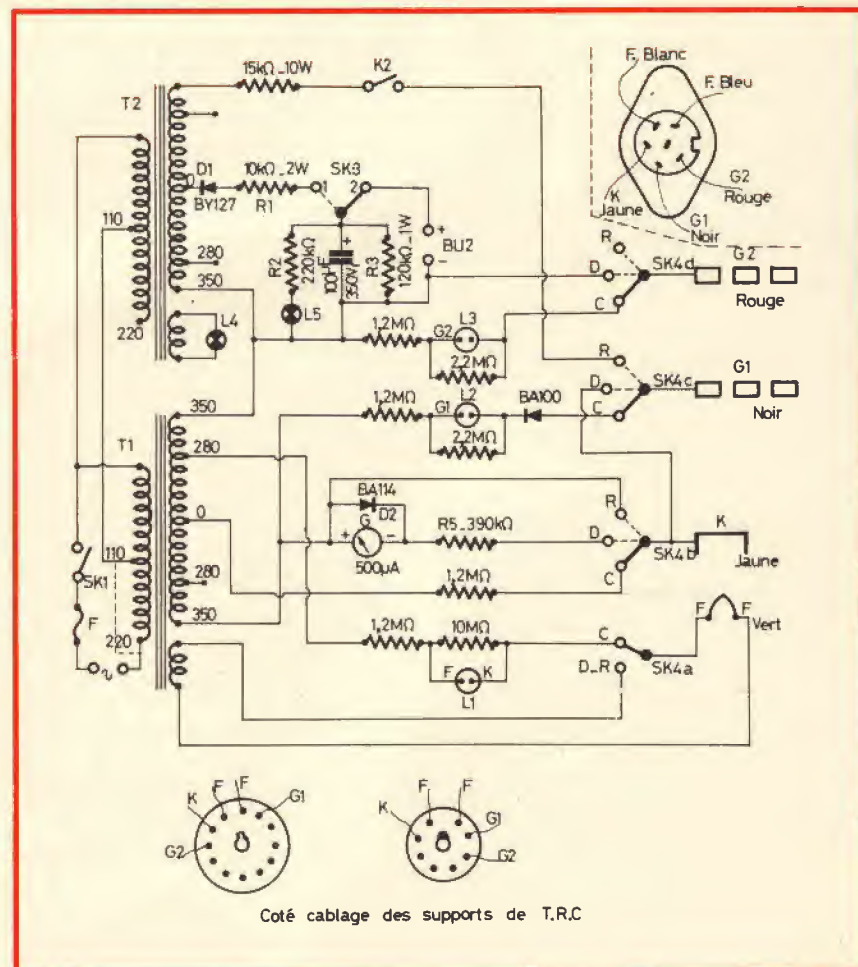


Fig. 1 - Schema elettrico del dispositivo per la rigenerazione , la misura ed il controllo dei tubi a raggi catodici per televisione.

Quando viene predisposto nella posizione contrassegnata «D», il commutatore permette di misurare l'intensità della corrente elettronica di emissione da parte del catodo. A tale scopo, viene applicata una tensione di valore adatto tra il catodo e le griglie G1 e G2, che vengono collegate direttamente tra loro.

L'emissione viene misurata mediante il microamperometro contrassegnato «G», ed il tubo a raggi catodici funziona in tal caso come una comune valvola raddrizzatrice. Se l'intensità dell'emissione risulta inferiore al valore minimo di 100 µA, il tubo deve essere sottoposto al processo di rigenerazione.

Il resistore R5, del valore di 390.000 Ω, con tolleranza di ±5%, ha il compito di limitare al valore di 350 µA la emissione elettronica nei confronti di un cinescopio completamente nuovo.

Quando il commutatore multiplo viene predisposto nella posizione contrassegnata «R», lo strumento funziona per la rigenerazione, che in numerosi casi permette di prolungare la durata del cinescopio. Il principio di funzionamento è assai semplice.

Dopo un lungo periodo di uso, l'estremità del catodo presenta un potere di emissione pressoché nullo, il che dà luogo ad un fascio elettronico di intensità insufficiente. Per contro, gli strati interni del catodo presentano ancora un potere di emissione pressoché intatto, per cui è sufficiente distruggere lo strato esterno per ritrovare una superficie in grado di provvedere ad una emissione elettronica pressoché uguale a quella originale.

Per ottenere questo risultato, una volta che sia stato portato nella posizione «R», il commutatore provvede ad applicare una tensione assai elevata tra il catodo e la prima griglia di controllo. Per ottenere l'applicazione di questa tensione, è sufficiente chiudere l'interruttore a pulsante, contrassegnato K2 nello schema elettrico.

Naturalmente, la pressione esercitata su questo pulsante non deve essere mantenuta che per una frazione di secondo, poiché una chiusura prolungata può comportare la distruzione completa del catodo.

Per maggiore sicurezza, una resistenza a filo, del valore di 15.000 Ω, in grado di dissipare una potenza di 10 W, limita l'intensità della corrente catodica. Dopo questa manovra, si riporta il commutatore SK4 sulla posizione «D», per controllare il risultato ottenuto.

La suddetta operazione può essere ripetuta varie volte, fino a riscontrare la massima emissione catodica all'interno del tubo, compatibilmente con le sue condizioni attuali di funzionamento.

Per quanto riguarda invece la soppressione degli eventuali cortocircuiti tra gli elettrodi, dopo aver localizzato il difetto, si collega, mediante un cavetto flessibile, la presa contrassegnata BU2 agli elettrodi riscontrati tra loro in cortocircuito. Si predispone poi il commutatore SK3 in posizione «1», per cui il condensatore da 100 µF, adatto al funzionamento con una tensione di 350 V, si carica tramite il diodo D1 ed il resistore R1.

Non appena il suddetto condensatore raggiunge tra le sue armature un potenziale pari a 120 V, la lampada al neon L5 si illumina.

Si predispone quindi il commutatore SK3 in posizione «2». In questo istante, il condensatore si scarica tra gli elettrodi che risultano in contatto tra loro, il che permette assai spesso di eliminare i depositi di grafite, sempre che ve ne siano.

E' evidente che si tratta di un trattamento di scossa elettrica, che comporta dei rischi, e che non deve essere applicato se non a tubi a raggi catodici che siano effettivamente fuori uso. In tal caso, dal momento che nulla potrebbe far funzionare ancora regolarmente il tubo fuori uso, nella peggiore delle ipotesi si avrà almeno la certezza di non rovinare un tubo ancora efficiente.

L'intero strumento viene realizzato impiegando due diversi trasformatori di alimentazione, che devono presentare un primario universale, un secondario da 6 V con 2 A, un altro secondario a bassa tensione da 5-6 V, con 1 A, ed un secondario ad alta tensione, da 2 x 350 V, con 57 mA.

Tra gli altri componenti necessari è opportuno citare lo strumento G, che deve presentare una sensibilità di 500 µA fondo scala, due diodi di cui uno del tipo BA100, ed uno del tipo BA14, una lampada da 6,5 V - 0,1 A, quattro lampade al neon da 120 V, un interruttore principale in serie alla rete, SK1, un interruttore a pulsante K2, un invertitore o deviatore SK3, ed un commutatore a quattro vie, tre posizioni, per predisporre lo strumento nelle diverse funzioni. (727).

COME AUMENTARE LA POTENZA DI UN MODULO AMPLIFICATORE

(Da «Radio plans»)

Ancora sulla medesima Rivista francese testé citata rileviamo questo secondo articolo che presenta un certo interesse.

Quando si desidera aumentare la potenza di uscita di un modulo amplificatore, è possibile giocare su diversi fattori, a seconda delle caratteristiche dei transistori, ed in particolare di quelli di uscita, normalmente noti come transistori di potenza.

I lettori della Rivista hanno potuto notare che, partendo da un medesimo schema fondamentale, i Fabbricanti introducono sul mercato dell'alta fedeltà vari tipi di amplificatori la cui potenza di uscita varia tra un minimo di 2x10 W ad un massimo di 2x50 W.

Naturalmente, i fattori che contribuiscono a stabilire la potenza che lo stadio finale può fornire sono assai numerosi, e — in linea di massima — si ritiene che in primo luogo è possibile agire sulla tensione di alimentazione.

L'introduzione sui mercati mondiali di transistori al silicio ha permesso di progredire rapidamente nel dominio delle forti potenze, in quanto questi tipi di semiconduttori presentano delle proprietà assai più interessanti che non i tipi al germanio.

L'articolo riporta infatti una tabellina, che permette di confrontare tra loro i diversi parametri di un transistore al germanio, del tipo AD149, con altri corrispondenti al silicio, come ad esempio il tipo 180 T2 ed il tipo 2N3055, di produzione RCA.

Il parametro più importante nel caso dell'alimentazione è la tensione che viene applicata tra collettore ed emettitore. Se per il tipo AD149 questa tensione ammonta a 50 V, nel caso del tipo 2N3055 essa sale a 100 V, ed a ben 250 V per il tipo 135T2.

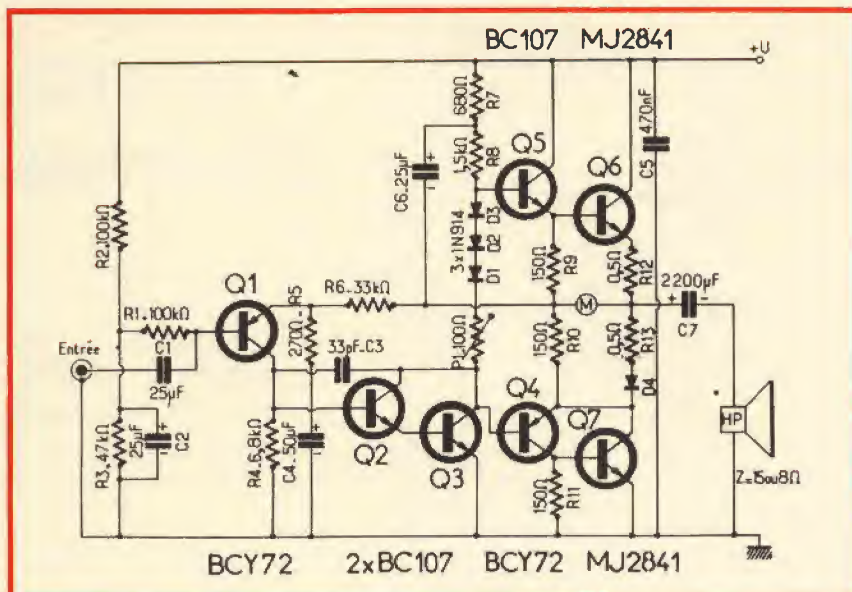


Fig. 2 - Schema elettrico di un tipico modulo di amplificazione, nei confronti del quale vengono elaborati i metodi per aumentare la potenza di uscita.

Dopo aver chiarito questi concetti fondamentali, l'articolo propone un primo esempio, riferito allo schema elettrico di **figura 2**. In effetti, se si considera lo stadio di uscita di un modulo amplificatore di questo tipo, si rileva un resistore nei relativi circuiti di emettitore. Il valore non è certamente assai elevato, in quanto è compreso solitamente tra 0,5 e 2 Ω; ma ad esso si aggiungono del pari le resistenze intrinseche dei transistori, che sono dell'ordine di 0,5 Ω.

La resistenza totale che viene raggiunta nel caso più favorevole ammonta ad un valore di 4 x 0,5 = 2 Ω.

Nei confronti di questa situazione tipica, l'articolo descrive il calcolo della potenza di 36 W, nei confronti di un carico di 8 Ω, e ne deriva la formula opportuna.

Per quanto riguarda infine l'aumento della potenza a seguito dell'aumento della tensione di alimentazione, l'Autore esamina le variazioni subite dai parametri principali, e considera con molta competenza i fenomeni secondari che possono derivare da tale provvedimento.

Infine, il paragrafo conclusivo chiarisce come sia possibile ottenere ad esempio una potenza di 72 W senza modificare né la tensione né la corrente consumata. In pratica, il ragionamento riportato a titolo di esempio partiva da una tensione di alimentazione di 17 V, con un carico di 8 Ω. In questo caso, la potenza di uscita era di 36 W, e la corrente ammontava a 2,1 A.

Per ottenere il risultato voluto, si realizza semplicemente un circuito sfasatore; è sufficiente disporre a tale scopo di un transistore, sul quale si prelevano i segnali dall'emettitore e dal collettore, nel modo chiarito nella sezione **A** di **figura 3**. Questi segnali sono tra loro in opposizione di fase e della medesima ampiezza, beninteso a patto che il carico di collettore sia identico al carico di emettitore. Di conseguenza, per ottenere un perfetto adattamento dell'impedenza, è preferibile montare due cellule identiche in serie, prelevando i segnali su ciascuno dei rispettivi collettori, così come si osserva nella sezione **B** della medesima figura. In tal caso, come nel caso precedente, si ottengono due segnali di fase opposta, aventi esattamente la medesima ampiezza.

Ciascuno di questi segnali viene applicato ad un modulo amplificatore, e — per ricombinazione delle due alternanze di uscita — l'ampiezza del segnale risulterà pari al doppio di quella fornita da un solo modulo, in funzionamento normale.

In sostanza, si tratta di una breve nota che può risultare di notevole interesse per chi si occupa in particolare dell'amplificazione di Bassa Frequenza. (727).

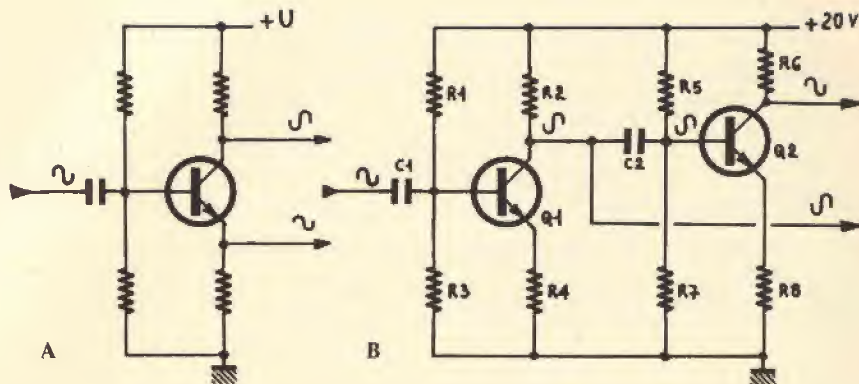


Fig. 3 - Le sezioni «A» e «B» di questa figura illustrano due diversi sistemi per ottenere con un unico segnale la disponibilità di due segnali identici e sfasati tra loro.

AMPLIFICATORE MONO-STEREO DA 4 W OPPURE DA 2 x 4 W

(Da «Radio Télévision Pratique»).

L'insieme elettronico, di cui l'articolo fornisce tutti i dettagli realizzativi, è in grado di erogare una potenza sonora di uscita di 4 oppure 2 x 4 W, a seconda che venga impiegato in funzionamento monofonico o stereofonico.

La sua utilità risiede nel fatto che attualmente vengono fabbricati dei piatti giradischi impieganti bracci di lettura muniti di cellule ceramiche o piezoelettriche; di conseguenza, non resta che farle seguire da un amplificatore con buone prestazioni, suscettibile di funzionare senza apportare al segnale la minima deformazione.

Se si considera che l'amplificatore del quale viene fornita la descrizione è stato studiato con molta cura, e che può essere annoverato inoltre tra i più economici, è facile ammettere che esso non può che riscuotere l'approvazione della maggior parte dei Lettori.

La **figura 4** rappresenta lo schema elettrico di una sezione, ossia di un canale. L'ingresso principale, contrassegnato «E», presenta un'impedenza di ingresso di 200 kΩ, e fa capo alla base del primo stadio amplificatore, del tipo 2N2219. Sono però previsti altri due ingressi, contrassegnati con i numeri 1 e 2, rispettivamente adatti all'impiego con una sorgente ausiliaria, oppure con un registratore a nastro, per effettuare la sola riproduzione.

I segnali provenienti da uno qualsiasi dei tre ingressi fanno capo alla base del secondo stadio, del tipo 2N2905, che agisce da pilota nei confronti del doppio stadio finale, costituito da due transistori AD161. Il segnale di uscita viene prelevato nel punto in comune tra i due resistori da 0,8 Ω, presente in serie agli emettitori, e viene applicato ad un altoparlante di impedenza compresa tra 4 ed 8 Ω, tramite una capacità elettrolitica del valore di 1.000 μF.

La polarizzazione di base dei due stadi finali viene stabilizzata agli effetti della temperatura mediante il resistore a coefficiente negativo di temperatura del valore di 130 Ω, presente tra le due basi.

La **figura 5** rappresenta il lato dei componenti del modulo amplificatore, e mette in evidenza la reciproca posizione, mediante la quale è possibile ottenere il funzionamento più stabile e razionale. La basetta presenta in totale otto raccordi di uscita, di cui tre per gli ingressi, due per l'alimentazione, due per l'altoparlante, ed uno per la massa comune. La **figura 6** — infine — riproduce la medesima basetta dal lato opposto, e mette in evidenza la disposizione delle connessioni stampate in rame, nell'eventualità che si desideri realizzare il dispositivo col sistema del circuito stampato.

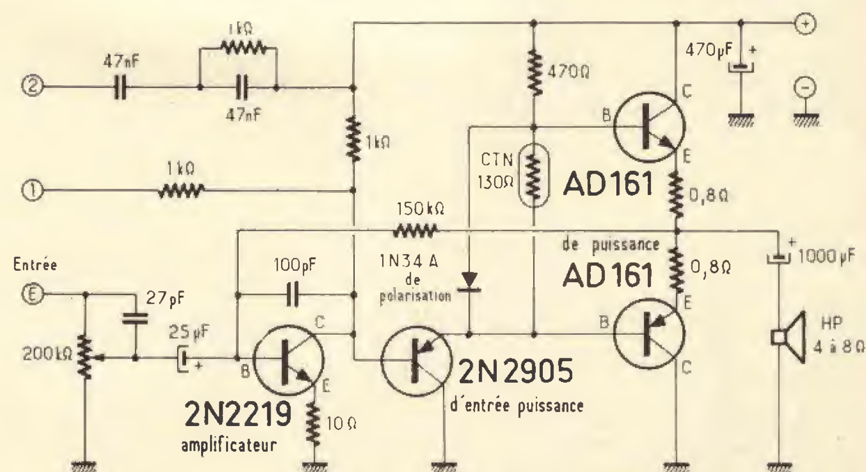


Fig. 4 - Schema elettrico dettagliato di una unità dell'amplificatore descritto dalla Rivista Francese Radio Télévision Pratique.

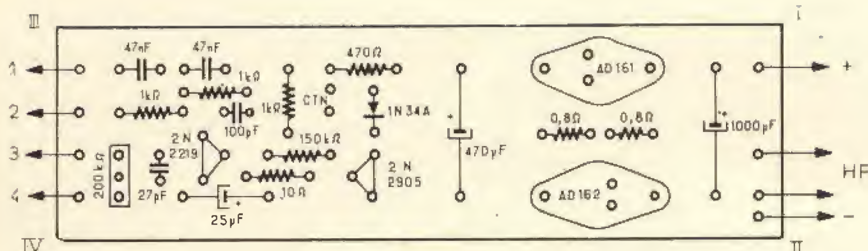


Fig. 5 - Basetta di supporto dei componenti del circuito di figura 4. Si noti la razionale disposizione degli elementi impiegati.

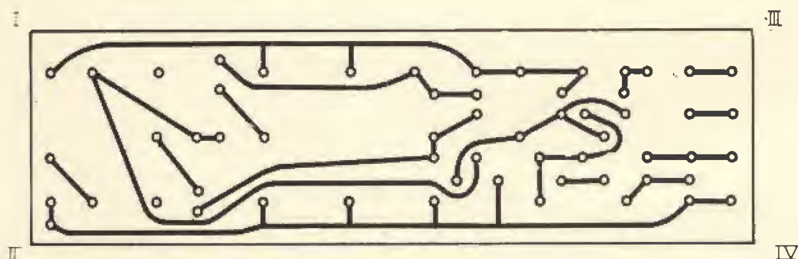


Fig. 6 - Riproduzione del lato opposto della basetta a circuiti stampati di cui alla figura 5.

In riferimento alle figure 5 e 6, si notino i contrassegni in numeri romani, che devono coincidere nelle due versioni opposte affinché le connessioni corrispondano con esattezza ai componenti.

Ritornando ora allo schema elettrico di figura 4, è da rilevare che l'ingresso viene applicato ad un potenziometro regolabile del valore di 200.000 Ω, il cui compito consiste nel regolare anche un potenziometro logaritmico da 100.000 Ω, che viene installato al di fuori del circuito stampato, che migliora le possibilità di regolazione.

L'accoppiamento tra gli stadi viene effettuato mediante un condensatore del valore di 52 µF. D'altro canto, un'altra capacità, del valore di 100 pF, evita che si producano oscillazioni all'interno del circuito di ingresso.

L'articolo è corredato di altre interessanti illustrazioni, riferite al metodo di collegamento del potenziometro esterno alla basetta, al metodo di installazione del circuito stampato all'interno dell'involucro, nonché all'eventuale dispositivo di alimentazione mediante la tensione di rete a corrente alternata, ed all'allestimento di un impianto monofonico o stereofonico, a seconda delle esigenze del realizzatore. (729).

COSTRUZIONE DI UNA CALCOLATRICE ELETTRONICA DA TAVOLO

(Da «Popular Electronics»).

Quante sono le funzioni che possono essere svolte da un circuito integrato? Nessuno conosce la risposta definitiva a questa domanda, sebbene sia assai probabile che le tecniche di fabbricazione dei semiconduttori che hanno consentito la realizzazione delle unità del tipo LSI siano sulla buona strada per fornire un responso soddisfacente. Infatti, secondo quanto sostiene l'articolo che recensiamo, quanto sopra risulterà evidente realizzando la calcolatrice elettronica descritta, che per prima usa direttamente questi dispositivi semiconduttori.

In pratica, la nota contiene tutti i dettagli realizzativi di una vera e propria calcolatrice da tavolo, che può essere realizzata con un costo assai inferiore a quello col quale un'apparecchiatura del genere con analoghe prestazioni viene normalmente posta in commercio.

La **figura 7** ne rappresenta lo schema a blocchi semplificato: come si può osservare, il dispositivo consta complessivamente di tredici unità, alle quali si aggiunge la tastiera che consente di impostare i dati da elaborare.

La **figura 8** rappresenta invece il particolare della tastiera, e reca tutti i contrassegni di riferimento che permettono di effettuare le connessioni tra questa unità di impostazione ed i circuiti di elaborazione degli impulsi.

In pratica, l'apparecchiatura contiene sei circuiti integrati del tipo LSI; si tratta dell'unità IC1, che funge da regi-

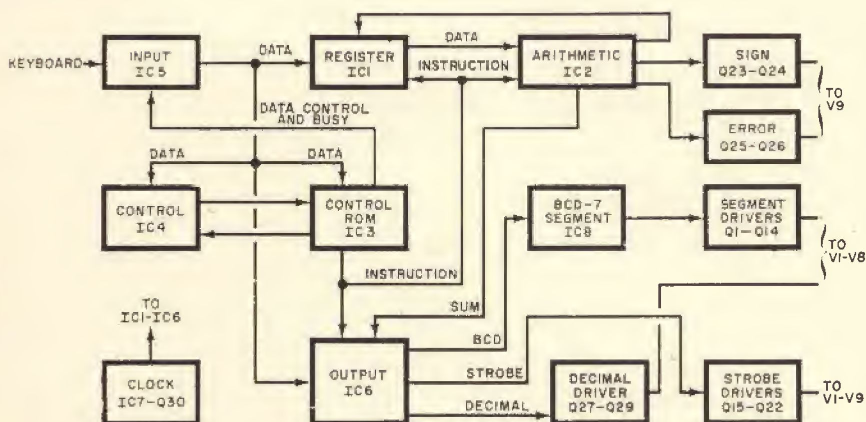


Fig. 7 - Schema a blocchi globale della calcolatrice elettronica descritta da Popular Electronics.

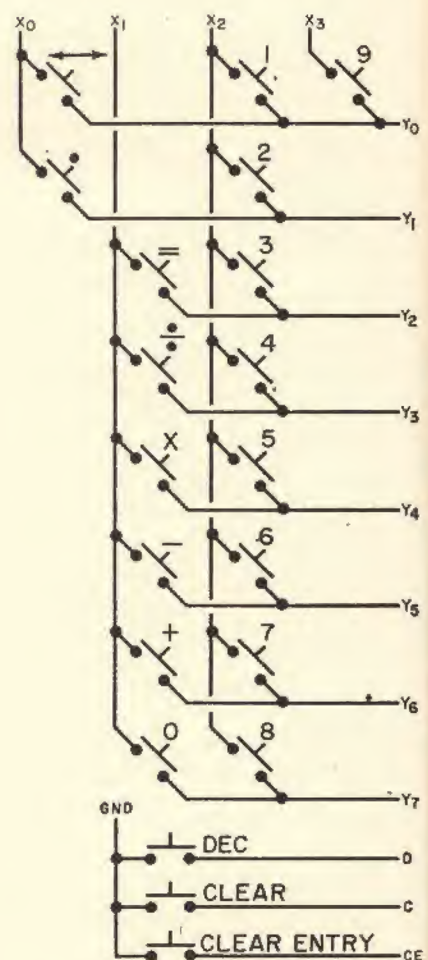


Fig. 8 - Schema semplificato della tastiera facente parte della calcolatrice di cui alla figura 7.

stro a memoria per scrittura e lettura, dell'unità IC2, che svolge le funzioni aritmetiche, dell'unità IC3, che funge da memoria per sola lettura, dell'unità IC4, che agisce da controllo, nonché delle unità IC5 ed IC6, che fungono rispettivamente da ingresso, e da uscita.

Tutte le altre parti che costituiscono la complessa apparecchiatura possono essere considerate come ausiliarie nei confronti delle unità integrate. La tastiera, ad esempio, può essere realizzata a seconda delle preferenze del costruttore, ed è munita di cifre comprese tra 0 e 9, nonché di tutti gli altri tasti recanti i simboli standardizzati che si riscontrano normalmente nelle calcolatrici di qualsiasi tipo.

La **figura 9** — infine — riproduce il circuito elettrico della sezione «readout». Tutti i segmenti similari vengono pilotati contemporaneamente, mentre il circuito «strobe» sceglie il dispositivo di rappresentazione numerica che risulta effettivamente in funzione. La parte inferiore del circuito mette in evidenza un particolare della rappresentazione numerica, e precisamente il principio col quale il nono tubo riproduce o il segno «—», oppure il simbolo «E», in caso di errore.

L'articolo contiene, ripetiamo, tutti i dettagli costruttivi, l'elenco dei componenti, nonché numerose illustrazioni che mettono in evidenza la vera e propria tecnica realizzativa. In pratica, seguendo tutti gli argomenti elaborati, il Lettore che disponga di tutto il materiale necessario può allestire la calcolatrice, ed ottenerne un funzionamento del tutto soddisfacente.

Vengono forniti interessanti dettagli per quanto riguarda la basetta a circuiti stampati che alloggia tutte le unità integrate, ed anche agli effetti dell'allestimento della tastiera. I sei circuiti integrati e le sezioni di alimentazione vengono montati sulla basetta di supporto di maggiori dimensioni. I tubi per la riproduzione numerica ed i circuiti associati vengono invece installati su di una seconda basetta, mentre i condensatori di filtraggio della sezione di alimentazione vengono fissati sulla basetta più piccola.

L'articolo viene concluso con l'esposizione meticolosa di tutte le operazioni di controllo, ed un ultimo paragrafo descrive la tecnica di impiego della calcolatrice, chiarendo come sia possibile impostare ed eseguire calcoli di diverso tipo. (711).

CIRCUITI INTEGRATI PER LOGICA A TRE STADI

(Da «Electronique Professionnelle»)

I circuiti integrati logici a tre stadi, che vengono proposti dalla Sescosem, si dividono in tre categorie: circuiti di interfaccia, circuiti «multiplex» e «registri». Prima di descrivere separatamente ciascuno dei tre tipi, l'articolo al quale ci riferiamo inizia col rammentare le proprietà della struttura a tre stadi.

I circuiti TTL classici presentano una struttura di uscita del tipo «totempole»,

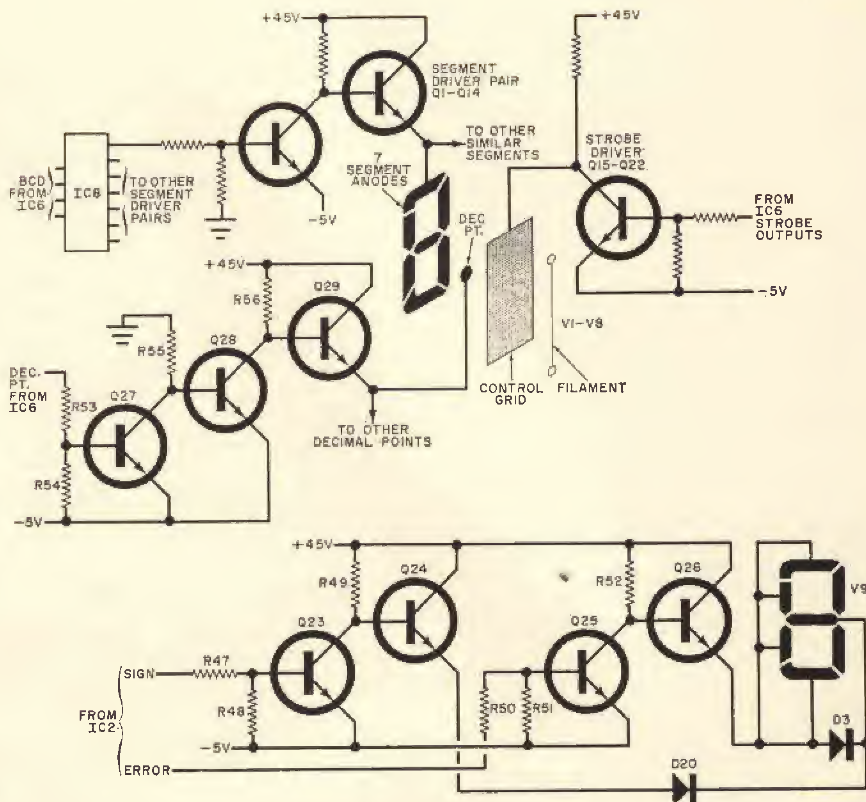


Fig. 9 - In alto è riprodotto lo schema tipico della sezione di pilotaggio del dispositivo di lettura. Lo schema inferiore illustra invece un particolare principio di funzionamento per la produzione del segno negativo o del simbolo di errore.

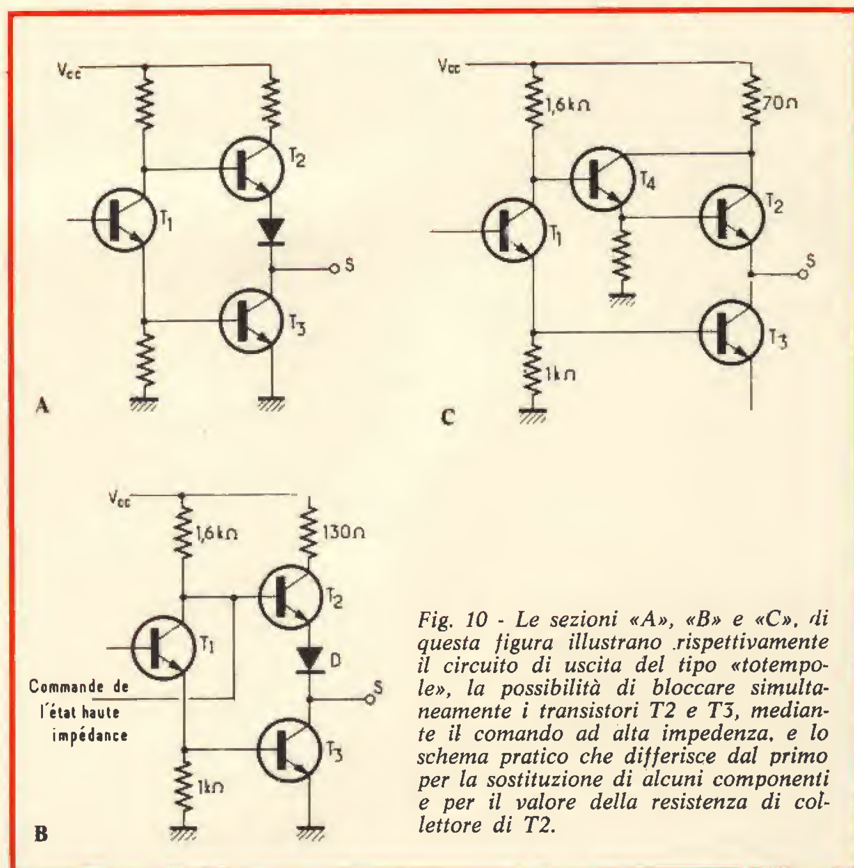


Fig. 10 - Le sezioni «A», «B» e «C», di questa figura illustrano rispettivamente il circuito di uscita del tipo «totempole», la possibilità di bloccare simultaneamente i transistori T2 e T3, mediante il comando ad alta impedenza, e lo schema pratico che differisce dal primo per la sostituzione di alcuni componenti e per il valore della resistenza di collettore di T2.

come quello illustrato alla sezione **A** della **figura 10,** che garantisce, durante il funzionamento, un valore basso della impedenza di uscita. Quando il transistore T3 è in stato di conduzione, l'uscita è allo stato basso. Quando invece T2 passa allo stato di conduzione, l'uscita assume il valore alto.

Questi due transistori, il cui pilotaggio viene assicurato tramite il transistore sfasatore T1, non sono mai in stato di conduzione contemporaneamente, in regime statico.

Questo tipo di circuito di uscita permette di ottenere dei fronti brevi, anche su carichi capacitivi, in quanto può a volontà assorbire o fornire una corrente di intensità rilevante.

Il circuito di uscita impiegato negli elementi della maglia a «tre stadi» evita diverse complicazioni. Un comando appropriato permette in pratica di bloccare simultaneamente gli stadi T2 e T3, come si osserva nella sezione **B** della stessa figura 10.

Quando questo comando supplementare si trova allo stato basso (ad esempio corrispondente alla tensione di saturazione di un transistore), la base di T2 assume il medesimo potenziale, per cui quello stadio non può entrare in stato di conduzione.

Oltre a ciò, attraverso la giunzione collettore-base di T1, la base di questo ultimo transistore si trova al potenziale $V_{sce} + V_D$, il che impedisce lo stato di conduzione in T3.

Quando i due transistori T2 e T3 sono bloccati entrambi, l'impedenza vista dall'uscita S è quella delle giunzioni non conduttrici. La corrente di fuga corrispondente è assai esigua, in quanto il suo valore massimale specificato è dello ordine di 40 µA. Questo terzo stato viene definito come stato ad alta impedenza.

Si noterà che non si tratta di uno stato logico supplementare, bensì semplicemente di una possibilità pratica di staccare mediante un comando elettrico la uscita del circuito considerato.

Infatti, lo schema utilizzato in pratica è quello che riproduciamo alla sezione **C** della figura 10, che differisce dal circuito precedentemente illustrato sotto i seguenti aspetti:

a - Il transistore T2 ed il diodo D vengono sostituiti da una struttura del tipo «Darlington», consistente in T2 e T4.

b - Il valore del resistore di collettore di T2 è diminuito, ed è pari a 70 Ω anziché 130 Ω.

Dopo aver descritto con sufficiente ricchezza di dati le caratteristiche di funzionamento di questi dispositivi, l'articolo cita i circuiti di interfaccia, destinati ad essere impiegati con le funzioni complesse integrate standardizzate, per permettere di collegarne diversi su di una medesima linea comune. Essi consistono in numerosi invertitori a tre stati, riuniti in un medesimo involucro.

Vengono successivamente citati i dispositivi «multiplex», e precisamente il tipo SFC 8214, ed il tipo doppio a quattro ingressi, le cui due sezioni presentano un comando di indirizzo comune.

Ciascuna unità è munita di un comando di deconnessione, che assicura la messa allo stato ad alta impedenza della relativa uscita.

Infine, l'articolo cita sommariamente le unità di registro, con particolare riferimento al tipo SFC 8551, destinato ad immagazzinare le informazioni che devono essere distribuite direttamente su di una linea comune di collegamento.

Questa unità consiste in quattro multivibratori del tipo D, ad uscite indipendenti, con un comando comune di temporizzazione.

Nonostante la sua concisione, l'articolo è di un certo valore didattico, in quanto chiarisce alcuni concetti fondamentali relativi all'elaborazione dei dati. (7210).



i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è ridotto a lire 2.000.

Sig. BERTORA D - Genova
Contatti intermittenti in TV

Per localizzare i componenti o le saldature fredde che provocano il funzionamento intermittente di qualsiasi circuito elettrico od elettronico, è molto utile l'impiego dei cosiddetti liquidi congelanti.

Alcuni di questi sono reperibili presso i punti di vendita della organizzazione G.B.C. Italiana.

Ad esempio il Freeze Circuit Cooler Rawn Company (codice G.B.C. - LC/1140-00) permette di individuare le cause di intermittenza abbassando la temperatura dei componenti e delle saldature molto al di sotto delle condizioni normali di lavoro (figura 1).

Esso è altresì molto utile per raffreddare quei componenti elettronici che possono essere danneggiati durante le operazioni di saldatura compresi i transistori ed i fonorivelatori.

Il Freezer Electrolube (LC/1130-00) permette di abbassare la temperatura fino a —50 °C e pertanto la sua azione di raffreddamento provoca un restringimento delle saldature o dei componenti metallici, quali alberi o spinotti di fissaggio. Quindi oltre a permettere l'individuazione sicura delle saldature fredde è molto utile anche nel campo della meccanica.

I suddetti due liquidi, come pure i tipi LC/1150-00 e LC/1160-00, non sono nè tossici nè infiammabili.

Sig. MARTELLI N. - La Spezia
Registratore a tamburo (anemografo)

Effettivamente in passato abbiamo dato delle notizie relative ad alcuni tipi di anemografi di produzione italiana, ed in modo particolare di alcuni modelli fabbricati dalla SIAP di Bologna (Società Italiana Apparecchi di Precisione).

La figura 2 si riferisce per l'appunto ad un apparecchio di questo genere mediante il quale è possibile effettuare la registrazione della velocità del vento e della sua provenienza.

Il trasmettitore è del tipo aerodinamico ad elica, simile a quello di cui abbiamo già dato notizia.

Informazioni più precise potrà ottenerle direttamente dalla SIAP.

Sig. CAPURRO - F. Genova
Stazioni di radiodiffusione

Ho già chiarito che molti bollettini stampati dai cosiddetti club che si interessano di radiodiffusione sono in pratica delle bidonate specialmente per quanto concerne l'indicazione della frequenza.

Il fatto del resto è pienamente confermato dall'elenco che mi ha inviato in visione. Ad esempio le stazioni di Roma riportate sulle frequenze di 1798 kHz e 2697 kHz non sono altro che la seconda e la terza armonica di Milano 899 kHz. La



Fig. 1 - Liquido Freeze Circuit Cooler (codice G.B.C. LC/1140-00) per mettere in evidenza i componenti difettosi e le saldature fredde.

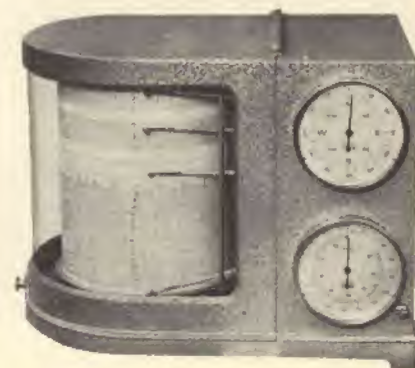


Fig. 2 - Registratore a tamburo per anemografo della SIAP con registrazione automatica della velocità e della direzione di provenienza del vento.

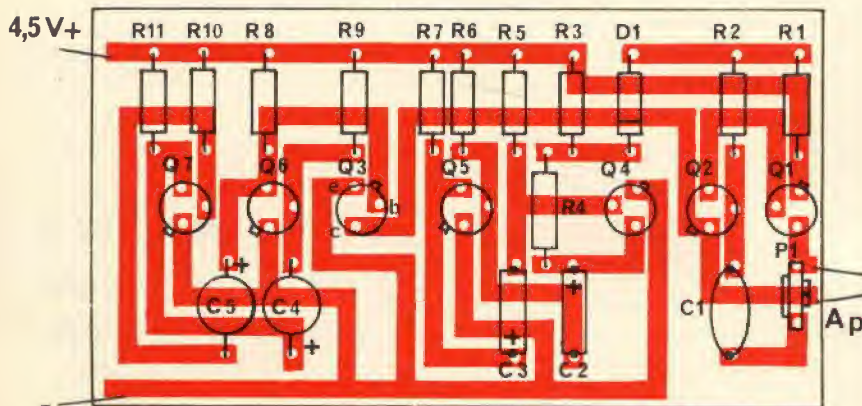


Fig. 3 - Circuito stampato del grillo elettronico.

stazione italiana riportata su 3345 kHz non è altro che la terza armonica del gruppo sincronizzato 1115 kHz come pure la stazione su 2068 kHz corrisponde alla seconda armonica del gruppo 1034 kHz.

Identico ragionamento deve essere fatto per le altre stazioni inglesi, francesi e spagnole: provi a dividere il valore per 2, 3, 4 o 5 e vedrà che otterrà la frequenza corrispondente alla fondamentale.

Altre stazioni indicate nel suddetto elenco in pratica sono inesistenti trattandosi di ricezione dovuta ad onde in combinazione.

I collegamenti ai quali si è riferito il suo amico, e relativi ad alcune emissioni provenienti dall'Antartide, sono eseguite da stazioni di radioamatore americane o sovietiche appartenenti ai componenti delle spedizioni scientifiche che si trovano in quelle località.

Alcune emittenti di questo tipo sono perfettamente ricevibili in Italia fra le ore 16 e le 20 nelle gamme più alte, come frequenza, dei radioamatori.

Sig. CALLIGARIS Fabio - Trieste
Il Grillo elettronico n. 12/72

Come Lei ha giustamente rilevato nel succitato articolo vi sono effettivamente alcune discordanze fra lo schema elettrico ed il circuito stampato. In figura 3 riportiamo il tracciato esatto del circuito stampato e l'esatta disposizione dei componenti sullo stesso. Per quanto concerne lo schema elettrico vi è da dire che non presenta alcuna variante rispetto a quello pubblicato a suo tempo. In particolare le modifiche al C.S. riguardano la disposizione dei resistori R10 e R11 dei terminali del transistore Q3 e l'interruzione della pista fra il positivo di C5 e massa. Il montaggio, come risulta dal prototipo da noi esaminato, funziona perfettamente.

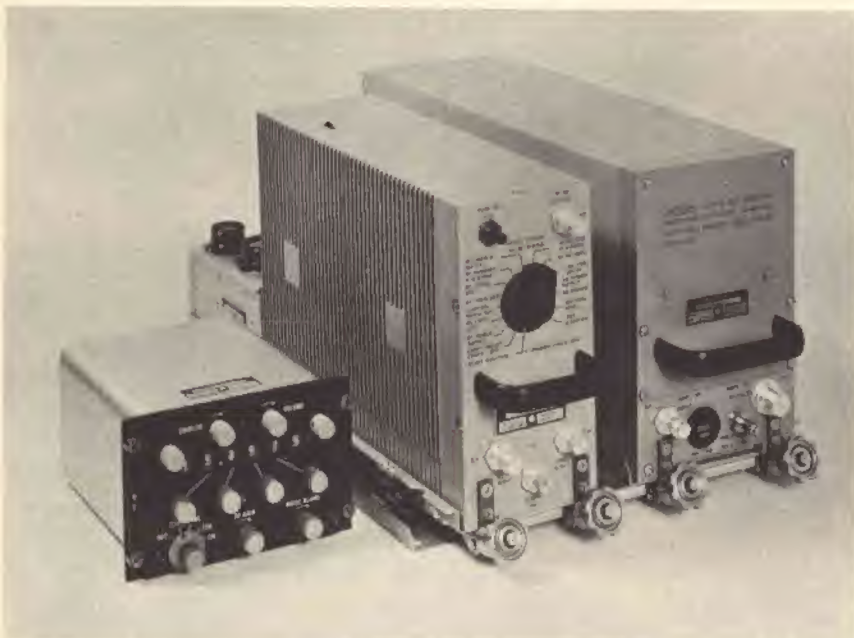


Fig. 4 - Complesso ricetrasmittente per aerei ARC-123 della AVCO ELEC. Div. Gamma da 2 a 30 MHz con copertura di 280.000 canali.

Sig. MADEO Domenico - Torino
Monitor per televisione a scansione lenta

Nella prima parte relativa alla descrizione del monitor per televisione a scansione lenta pubblicata nel n. 11/1972, in fig. 5, vi è stata una inversione nella indicazione dei transistori Q1 - Q4. La rettifica in tale senso è stata pubblicata in calce alla terza puntata.

In riferimento sempre al suddetto articolo vi è da segnalare che nel circuito stampato, visto dal lato componenti, del limitatore-amplificatore, pubblicato in figura 6 del n. 1/1973 (terza parte) è stato indicato, per il resistore che fa capo al punto 2 del C.I. μA 709, il valore di 4,7 Ω anziché quello di 4,7 kΩ come giustamente indicato nello schema elettrico dello stesso circuito riportato in figura 5.

Sig. RENZO PARODI - Forlì
Orologio digitale

Come noterà, in questo numero è iniziata la descrizione di un frequenzimetro digitale di caratteristiche molto simili a quelle da Lei richieste.

Per quanto riguarda l'orologio digitale Le consigliamo il modello UK 820 della AMTRON descritto anche su Sperimentare n. 11/1972.

Sig. MARTINELLI L. - Venezia
Rice-trasmettitore per aerei

A bordo degli aerei naturalmente si impiegano dei complessi rice-trasmittenti di costruzione compatta ed il cui uso deve essere possibile anche a coloro che non hanno una particolare preparazione tecnica. Infatti, per ragioni di economia, gli operatori radio in genere sono sostituiti dal personale di rotta.

La figura 4 si riferisce ad un complesso rice-trasmittente costruito dalla AVCO ELECTRONICS DIVISION EXPLORER INTERNATIONAL, e precisamente il modello da Lei segnalato AN/ARC 123. Si tratta di un complesso che può coprire interamente la gamma che va da 2 a 30 MHz con 280,000 canali separati ciascuno di 100 Hz. Esso può funzionare tanto in AM, FSK quanto in SSB.

Essendo di costruzione molto recente pensiamo che non sia reperibile come surplus.

Sig. CARLI D. - Milano
Combinazioni B & O

Effettivamente del complesso B & O esistono varie combinazioni che citiamo qui di seguito:

Combinazione 3000/2: *comprende il sinto-amplificatore stereo Beomaster 3000/2 (FM 87,5 ÷ 104 MHz, 2 x 30 W continui, 2 x 60 W musicali), giradischi stereo Beogram 3000 e due casse acustiche della serie Beovox 3000.*
Combinazione 3000/2A: *con le seguenti varianti Beogram 1202 anziché Beogram 3000.*
Combinazione 3000/2B: *con le seguenti varianti Beogram 1202 anziché Beogram 3000 e casse acustiche Beovox 3702 anziché Beovox 3000.*
Combinazione 3000/2C: *con le seguenti varianti Beovox 3702 anziché Beovox 3000.*

Richieda all'organizzazione di vendita della G.B.C. l'apposito opuscolo «Combinazioni HI-FI» *in cui sono illustrate le caratteristiche tecniche delle combinazioni 901, 1000, 1000-A 1200, 1600, 3500, 4000 (oltre a quelle suddette della serie 3000), ed i relativi prezzi.*

Sig. FRANCISCHI G. - Napoli

Tavoli predisposti per contenere chassis di strumenti

Tavoli del tipo da Lei desiderato sono fabbricati da molte ditte specializzate e probabilmente sono reperibili anche a Napoli.

I tavoli illustrati nelle figure 5 e 6 sono fabbricati dalla RDT di Roma (Via Tor Cervara, 261).

Il tavolo illustrato in figura 5, come si vede, ha un piano di lavoro, mentre sulla sinistra si trova un telaio con foratura standard per il fissaggio degli chassis. Le misure sono indicate nella figura stessa.

La figura 6 illustra il tavolo mod. 116/290 con dimensioni del piano 1900 x 900 mm.

Per questo modello è prevista anche l'applicazione dei supporti per pannelli porta strumenti

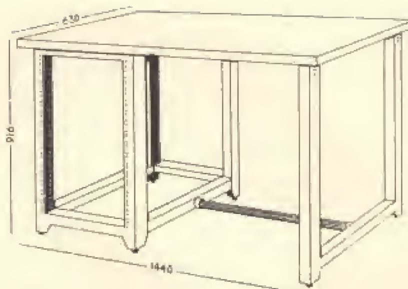


Fig. 5 - Tavolo di lavoro predisposto per il montaggio laterale di una serie di chassis.

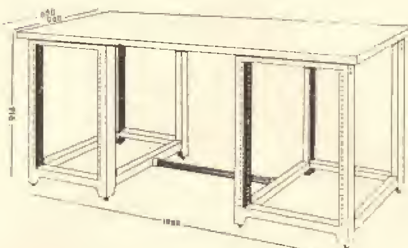


Fig. 6 - Tavolo di lavoro predisposto per l'inserimento di due serie di chassis per strumenti di misura.

Sig. ROSSINI F. - Torino

Memorie MOS per lettura

In questa nuova famiglia di memorie alla quale si riferisce il suo quesito, il primo posto si deve attribuire ad un generatore di caratteri della memoria della Philips FDR 146Z1 con il quale è possibile realizzare 64 simboli differenti, in codice ASCII, su una stampante con matrice 7 x 9 punti oppure su display impiegando delle tecniche di scansione a colonna (17 colonne con 9 linee di uscita parallele) figura 7.

Il carattere desiderato viene selezionato da un indirizzo a 6 bit.

Il codice della colonna a 3 bit viene decodificato internamente sul chip medesimo, come mostra la figura 8.

Si possono ottenere facilmente dei tempi di accesso con valore massimo di 500 ns.

La memoria FDZ 146Z1 e costituita da circuiti integrati monolitici complessi in cui si impiega la tecnologia MOS con canale p ad arricchimento.

La memoria ha un funzionamento statico: cioè una volta letto l'indirizzo nella memoria stessa, tutte le uscite restano inalterate fino a quando non entra in essa un nuovo indirizzo.

La completa decodifica dell'indirizzo viene effettuata sul chip. I 5120 bit sono organizzati in una configurazione di 512 indirizzi con una uscita in 10 linee. L'organizzazione può anche essere considerata come 64 matrici 8 x 10 adatta per la generazione di caratteri ad elevata definizione come appunto per la FDR 146Z1.

ASCII INPUT ADDRESS	000	001	010	011	100	101	110	111
000	@	A	B	C	D	E	F	G
001	H	I	J	K	L	M	N	O
010	P	Q	R	S	T	U	V	W
011	X	Y	Z	[	\	]	^	_
100		!	"	#	$	%	&	'
101	(	)	*	+	,	–	.	/
110	0	1	2	3	4	5	6	7
111	8	9	:	;	<	=	>	?

Fig. 7 - Configurazione dei caratteri e codice d'ingresso della memoria ROM/MOS FDR 146 Z 1.

Sig. CARENA D. - Ancona

Riparazione circuiti stampati

E' un argomento che abbiamo trattato più volte sulla rivista ed in questa stessa rubrica. Le operazioni di riparazione sui circuiti stampati richiedono alcune particolari precauzioni. Infatti il pericolo che più di frequente si incontra, agendo su tali circuiti, è costituito dalla possibilità di distacco dello strato conduttore del supporto.

In condizioni normali lo strato aderisce fortemente al laminato plastico che costituisce il supporto, se però si riscalda eccessivamente con il saldatore se ne può provocare il distacco.

Per eseguire la sostituzione dei componenti con terminale a filo come resistori, diodi, condensatori, si devono tagliare con le forbici, o meglio con le tronchesi, i terminali del componente da sostituire lasciandoli, nella maggiore lunghezza possibile, attaccati al circuito stampato; su di essi si scalderà il nuovo componente.

Agendo in questo modo, si evita di agire direttamente sul circuito stampato.

Per i componenti i cui terminali siano del tipo a linguette, come i trasformatori di media frequenza, le bobine, ecc, si consiglia invece di tagliare i terminali e di dissaldarli aiutandosi con pinze a molla o con gli appositi dissaldatori. Quindi con un pennello, avente le setole dure, si tolga lo stagno fuso per liberare i fori e permettere l'introduzione dei terminali del nuovo pezzo.

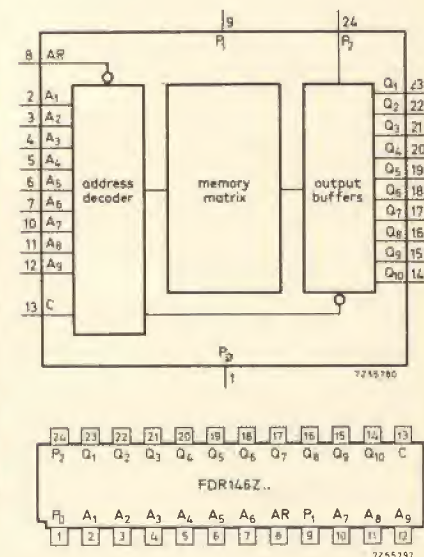
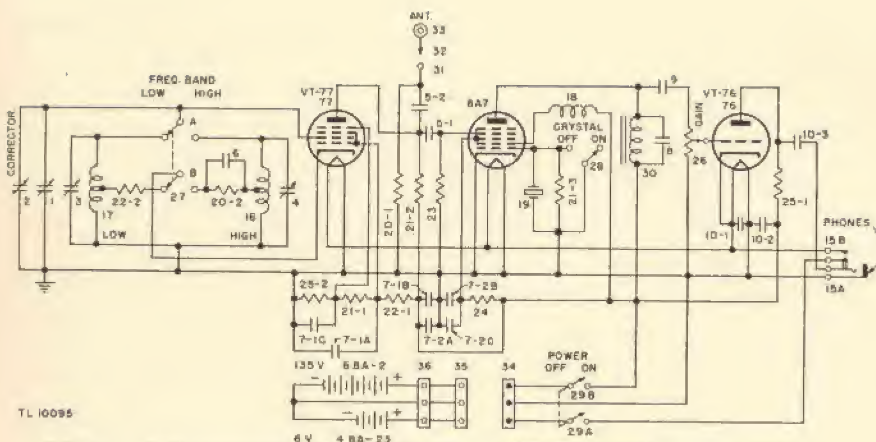
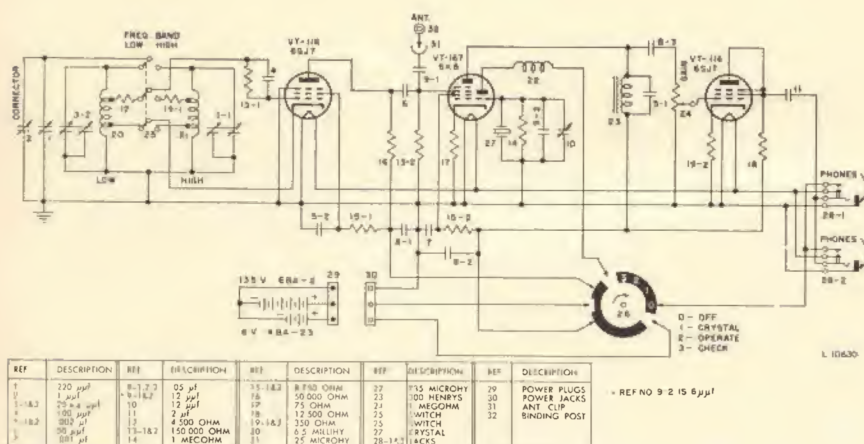


Fig. 8 - Schema a blocchi della memoria generatrice di caratteri ROM/MOS FDR 146 Z 1.



REF	DESCRIPTION	REF	DESCRIPTION	REF	DESCRIPTION	REF	DESCRIPTION	REF	DESCRIPTION
1	150 μμf	7–1C	0.1 μf	15B	FIL SWITCH	23	1 MEGOHM	31	ANT. PLUG
2	2 μμf	7–2A	0.1 μf	16	HIGH FREQ. COIL	24	30,000 OHM	32	CONTACT SPRING
3	10 μμf	7–2B	0.1 μf	17	LOW FREQ. COIL	25–1&2	15,000 OHM	33	BINDING POST
4	10 μμf	7–2C	0.1 μf	18	1.7 MILLIHY	26	0.5 MEGOHM	34	POWER PLUGS
5–1&2	10 μμf	8	.001 μf	19	CRYSTAL	27	SWITCH	35	POWER JACKS
6	250 μμf	9	.02 μf	20–1&2	5.000 OHM	28	SWITCH	36	BATTERY TERM
7–1A	0.1 μf	10–1,2,3	0.5 μf	21–1,2,3	50,000 OHM	29	SWITCH		
7–1B	0.1 μf	15A	JACK	22–1&2	10,000 OHM	30	450 HENRYS		

Fig. 9 - Schema elettrico relativo al misuratore di frequenza BC221 della serie C, BC e D.



REF	DESCRIPTION	REF	DESCRIPTION	REF	DESCRIPTION	REF	DESCRIPTION	REF	DESCRIPTION
[illegible]	220 μμf	8–1,2,3	.05 μf	15–1&2	[illegible] OHM	[illegible]	135 MICROHY	29	POWER PLUGS
[illegible]	1 μμf	*9–1&2	12 μμf	16	50 000 OHM	23	300 HENRYS	30	POWER JACKS
3–1&2	[illegible] μμf	10	12 μμf	17	75 OHM	24	1 MEGOHM	31	ANT CLIP
[illegible]	100 μμf	11	2 μf	18	12 500 OHM	25	SWITCH	32	BINDING POST
[illegible]–1&2	[illegible] μf	12	4 500 OHM	19–1&2	350 OHM	25	SWITCH		
[illegible]	50 μμf	13–1&2	150 000 OHM	20	6.5 MILLIHY	27	CRYSTAL		
[illegible]	.001 μf	14	1 MECOHM	21	25 MICROHY	28–1&2	JACKS		

* REF NO 9-2 IS 6 μμf

Fig. 10 - Disegno illustrante lo schema elettrico relativo al misuratore di frequenza BC221 della serie Q.

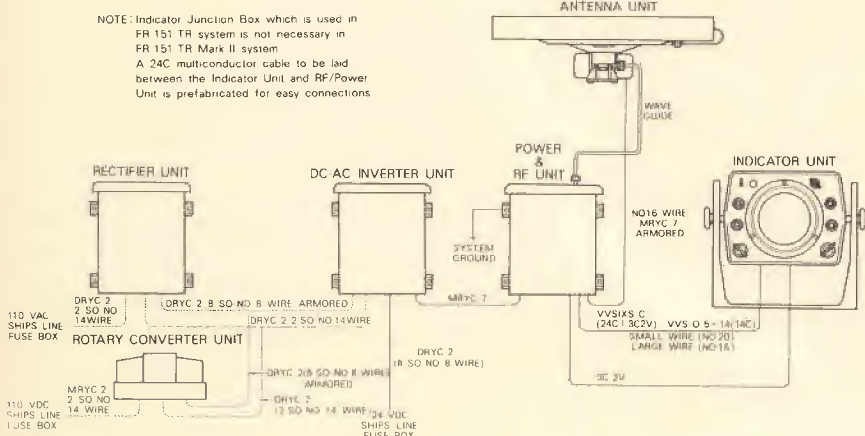


Fig. 11 - Disegno illustrante lo schema dei collegamenti relativi al radar per naviglio da diporto di cui alla figura 12.

Sig. MORETTI G. - Alessandria
Schemi del Frequency Meter BC221

Effettivamente fra i vari tipi di misuratore di frequenza BC221, che sono stati messi in commercio, esistono alcune differenze circuitali.

Avendoci scritto, a suo tempo, su questo argomento altri lettori, in figura 9 pubblichiamo lo schema elettrico dei BC221 relativi alla serie C, BC e D mentre la figura 10 si riferisce ai BC221 della serie Q.

Sig. MANGILI F. - Milano
Fotoresistori

Le caratteristiche dei fotoresistori ORP60, ORP61 e ORP62 ovviamente non sono identiche, altrimenti sarebbe stato inutile costruirne tre tipi differenti. Mentre tutte e tre sono del tipo al solfuro di cadmio, le loro principali caratteristiche sono le seguenti:

ORP 60 *(G.B.C. DF/0830-00) - Illuminazione frontale. Dissipazione 0,07 W a 25°C. Tensione max di lavoro 350 Vc.a. Superficie sensibile 0,25 mm². Resistenza in oscurità 1 lux 2 MΩ. con illuminazione 1000 lux 6 kΩ.*

ORP 61 *(G.B.C. DF/0840-00) Illuminazione laterale. Dissipazione 0,07 a 25°C. Tensione massima lavoro 350 Vc.a. altri dati come la precedente.*

ORP 62 *(DF/0850-00) Illuminazione laterale. Dissipazione 0,1 W a 25°C. Tensione di lavoro 350 Vc.a. Superficie sensibile: 1,5 mm². Resistenza in oscurità 1 lux: 1 MΩ, con illuminazione 1000 lux 4 kΩ.*

Presso la G.B.C. può trovare altresì alcuni tipi di fotoresistori sensibili all'infrarosso come ad esempio i tipi 1160 P.F. CDSE H35 (DF/1180-00), 1422 P.N. CDSE H35 (DF/1190-00) ed altri.

Sig. MANFREDI G. - Livorno
Radar per navi da diporto

Nel n. 5/72 di questa stessa rubrica abbiamo riportato le caratteristiche di un radar Decca, per il naviglio da diporto.

In figura 12 è illustrato un altro tipo di radar, di piccole dimensioni della FURUNO (modello FR-151) rappresentata in Italia dalla S.I.R.M.

La figura 11 mette in evidenza la semplicità della sua installazione. L'alimentazione può essere effettuata in continua a 12,24, 32 e 110 V oppure in alternata a 110 V. In continua l'assorbimento varia da 225 a 315 W, in alternata è di 320 VA. La portata, mediante apposito commutatore è regolabile fra 0,5 e 32 miglia.

La potenza di picco, che si ottiene mediante l'impiego di un magnetron, è di oltre 10 kW e la frequenza di emissione di 9375 ± 30 MHz.

Il peso dell'antenna è di 24 kg, quello dell'unità base di 23 kg, dell'unità di potenza 19 kg e l'invertitore 15,5 kg.

La Furuno costruisce un altro tipo di radar per il naviglio più piccolo che porta la sigla FRA-12.

Sig. SANTI D. - Livorno
Circuiti integrati

Una caratteristica comune a tutti i circuiti integrati è l'accoppiamento in continua fra i vari stadi.

Tale accoppiamento è necessario, almeno per le frequenze meno elevate a causa della impossibilità di ricorrere a dei condensatori con elevato valore di capacità ed è senz'altro vantaggioso in tutti i casi in quanto il circuito risulta più semplice e di più larga utilizzazione.

Il modo più semplice per realizzarlo è illustrato in figura 13.

In questo circuito (TAA 263) la tensione di collettore dei primi due transistori è la V_{be} dello stadio successivo, cioè circa 0,6 ÷ 0,7 V.

Affinché non vi sia distorsione e tanto meno limitazione di ampiezza occorre quindi che il segnale al collettore dei due primi transistori sia sufficientemente piccolo. Non sempre però questa condizione si può verificare per cui si rendono necessari dei circuiti interstadio più complicati.

Il potenziale in c.c. del collettore può essere mantenuto ad un livello più elevato ricorrendo ad una separazione mediante dei diodi in serie, come si usa, ad esempio nel CI TAA 310 - figura 14.

Questi diodi consentono infatti di mantenere tra l'uscita di uno stadio e l'entrata dello stadio successivo, una differenza di potenziale pari ad n volte la caduta statica in ciascun diodo (n = numero dei diodi) presentando nello stesso tempo una bassa resistenza di accoppiamento dei segnali c.a.

L'accoppiamento mediante una catena di diodi consente inoltre il risparmio della resistenza o del partitore di polarizzazione. La corrente di base del transistore posto a valle viene infatti ancora prelevata dal collettore dello stadio precedente come nel caso della figura 13.

In modo sostanzialmente analogo si può fare uso di un transistore opportunamente polarizzato disposto trasversalmente.



Fig. 12 - Radar per naviglio da diporto

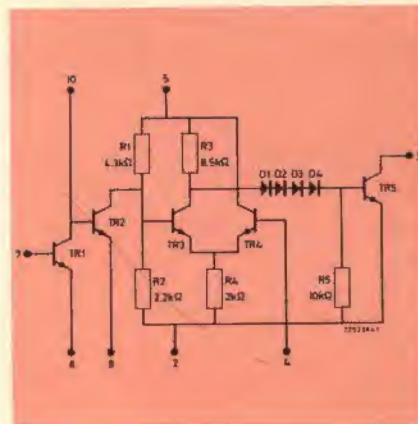


Fig. 14 - Disposizione circuitale del circuito integrato TAA 310.

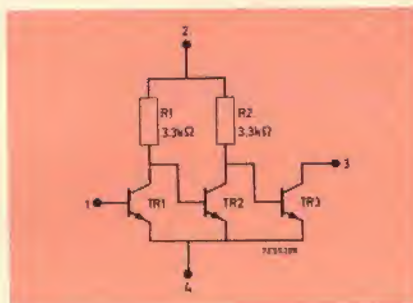


Fig. 13 - Disposizione circuitale del circuito integrato TAA 263.

Continuiamo in questo numero la pubblicazione, iniziata sul numero 1/73, di una serie di tabelle di equivalenza fra semiconduttori di diversa fabbricazione e semiconduttori di produzione Philips.





EQUIVALENZE E DATI TECNICI DEI SEMICONDUTTORI

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A: Ptot (W)	B: VCBO (V)	C: VCEO (VCER) (V)	D: IC(AV) (ICM) (A)	E: hFE (hfe)	F: fT (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips: Contenitore	valore inferiore	valore superiore
BC 134	N	F	(BC 237 B)	(SOT30)	K	0,2	45	45	-	250	350		F	AB
BC 135	N	F	(BC 237 A)	(TO-5)	K	0,2	45	45	-	(110)	200+	SOT-30		ABF
BC 136	N	F	(BC 237A)	(TO-5)	K	0,3	60	40	-	(85)	80	SOT-30	B	EF
BC 137	P	F	(BC 327)	(TO-5)	K	0,3	40	40	0,6	(85)	60+	TO-92		ABCEF
BC 138	N	F	2N2219	TO-5	M	0,8	60	30	-	100	40+			F
BC 139	P	F	2N 2904	TO-5	M	/3/	40	40	-	40				BF
BC 140 - 6	N	P,I,S,T	BC 140 - 6	TO-39	M	-3,7-	80	40	1	40-100	50			
BC 140 -10	N	P,I,S,T	BC 140 - 10	TO-39	M	-3,7-	80	40	1	63-160	50			
BC 140 -16	N	P,I,S,T	BC 140 - 16	TO-39	M	-3,7-	80	40	1	100-250	50			
BC 141 - 6	N	P,I,S,T	BC 141 - 6	TO-39	M	-3,7-	100	60	1	40-100	50			
BC 141 -10	N	P,I,S,T	BC 141 - 10	TO-39	M	-3,7-	100	60	1	63-160	50			
BC 141 -16	N	P,I,S,T	BC 141 - 16	TO-39	M	-3,7-	100	60	1	100-250	50			
BC 142	N	F	BC 141-6	TO-5	M	0,8	80	60	1	20+	40		F	BE
BC 143	P	F	BC 161-6	TO-5	M	0,7	60	60	1	20+	100		F	E
BC 144	N	F	2N 2218A	TO-5	M	/3/	-	40	-	40	-			
BC 145	N	F	BF 178	(TO-5)	K	0,3	120	120	-	(30)	-	TO-39		AB
BC 146	N	P	BC 146	SOT-42	K	0,05	20	20	(0,05)	115-380	150			
BC 147	N	S,T,P	BC 147	SOT-25	K	0,22	50	45	0,1	(125-500)	300			
BC 148	N	S,T,P	BC 148	SOT-25	K	0,22	30	20	0,1	(125-900)	300			
BC 149	N	S,T,P	BC 149	SOT-25	K	0,22	30	20	0,1	(240-900)	300			
BC 153	P	F	BC 307 A	(SOT30)	K	0,2	40	40	-	230	-			ABC
BC 154	P	F	BC 307 A	(SOT30)	K	0,2	40	40	-	230	-			ABC

Tipo		N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A Ptot (W)	B VCBO (V)	C VCEO (VCER) (V)	D IC(AV) (ICM) (A)	E hFE (hfe)	F fT (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips: Contenitore	valore inferiore	valore superiore
BC 155		N	T	(BC 146)	SPEC.	K	(0,05)	5	5	0,05	(85-900)	50+	SOT-42		C
BC 156		N	T	BC 146	MINI	K	(0,05)	5	5	0,05	(85-900)	50+	SOT-42		C
BC 157		P	S,T,P	BC 157	SOT-25	K	0,22	50	45	0,1	(75-260)	130			
BC 158		P	S,T,P	BC 158	SOT-25	K	0,22	30	25	0,1	(75-500)	130	-		
BC 159		P	S,T	BC 159	SOT-25	K	0,22	25	20	0,1	(125-500)	130			
BC 160	- 6	P	P,I,S,T	BC 160 - 6	TO-39	M	-3,7-	40	40	1	40-100	50			
BC 160	-10	P	P,I,S,T	BC 160 - 10	TO-39	M	-3,7-	40	40	1	63-160	50			
BC 160	-16	P	P,I,S,T	BC 160 - 16	TO-39	M	-3,7-	40	40	1	100-250	50			
BC 161	- 6	P	P,I,S,T	BC 161 - 6	TO-39	M	-3,7-	60	60	1	40-100	50			
BC 161	-10	P	P,I,S,T	BC 161 - 10	TO-39	M	-3,7-	60	60	1	63-160	50			
BC 161	-16	P	P,I,S,T	BC 161 - 16	TO-39	M	-3,7-	60	60	1	100-160	50			
BC 167		N	S,T	BC 237	TO-92	K	0,18	50	45	0,1	(125-500)	300	SOT-30		A
BC 168		N	S,T	BC 238	TO-92	K	0,18	30	20	0,1	(125-900)	300	SOT-30		
BC 169		N	S,T	BC 239	TO-92	K	0,18	30	20	0,1	(240-900)	300	SOT-30		A
BC 170	A	N	I	BC 238 A	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	35-100	100	SOT-30		BEF
BC 170	B	N	I	BC 238 A	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	80-250	100	SOT-30		BEF
BC 170	C	N	I	BC 238	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	200-600	100	SOT-30		BF
BC 171	A	N	I	BC 237 A	(TO-92)	K	0,3	45	45	0,1	220	250	SOT-30		B
BC 171	B	N	I	BC 237 B	(TO-92)	K	0,3	45	45	0,1	320	250	SOT-30		B
BC 172	A	N	I	BC 238 A	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	220	250	SOT-30		B
BC 172	B	N	I	BC 238 B	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	320	250	SOT-30		B
BC 172	C	N	I	BC 238 C	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	620	250	SOT-30		B
BC 173	B	N	I	BC 239 B	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	40+	300	SOT-30		B
BC 173	C	N	I	BC 239 C	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	100+	300	SOT-30		B
BC 174	A	N	I,P	BC 174 A	(TO-92)	K	0,3	70	64	0,1	(125-260)	200	SOT-30	BCE	F
BC 174	B	N	I,P	BC 174 B	(TO-92)	K	0,3	70	64	0,1	(240-500)	200	SOT-30	BCE	F
BC 177		P	S,T,P	BC 177	TO-18	M	0,3	50	45	0,1	(75-260)	130			
BC 178		P	S,T,P	BC 178	TO-18	M	0,3	30	25	0,1	(75-500)	130			
BC 179		P	S,T,P	BC 179	TO-18	M	0,3	25	20	0,1	(125-500)	130			
BC 181		P	TI	(BC 308 VI)	SOT-30	K	0,3	40	25	0,2	60+	-		BD	E
BC 182		N	T	BC 174	SOT-30	K	0,3	60	50	0,1	200	150+			BCF
BC 183		N	TI	(BC 237A)	SOT-30	K	0,3	45	30	0,1	100+	150+	SOT-30		CF
BC 184		N	TI	(BC 239 B)	SOT-30	K	0,3	45	30	0,1	400	150		BC	
BC 185		N	F	2N 2219	TO-5	M	0,8	60	30	(1)	40-130	-		D	E
BC 186	+	N	P	BC 107 A	TO-18	M	0,3	40	25	0,1	(40+)	60			BCEF
BC 187	+	P	P	BC 177 VI	TO-18	M	0,3	30	25	0,1	(140)	150			BC
BC 190	A	N	I	(BC 107 A)	TO-18	K	0,3	70	64	0,1	(125-260)	200		BCE	F
BC 190	B	N	I	(BC 107 A)	TO-18	M	0,3	70	64	0,1	(240-500)	200		BCE	F
BC 192		P	I	2N 2907	TO-18	M	0,4	25	25	0,5	60-180	100+			BCDEF
BC 194		N	T	(BC 246-RD)	TOM-13	K	(0,1)	–	25	0,02	40-250	250+	SOT-42	ACF	D
BC 196	/ 4	P	T	(BC 200 RD)	MINI	K	(0,05)	30	30	(0,1)				BCD	
BC 196	A	P	T	(BC 200 GN)	MINI	K	(0,05)	30	30	(0,1)	240-500			BCD	
BC 196	B	P	T	(BC 200 YW)	MINI	K	(0,05)	30	30	(0,1)	125-260			BCD	
BC 197		N	T	(BC 237B)	MINI	K	(0,05)	50	45	0,1	220	300	SOT-30		A

transistori

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A Ptot (W)	B VCBO (V)	C VCEO (VCER) (V)	D IC(AV) (ICM) (A)	E hFE (hfe)	F fT (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips: Contenitore	valore inferiore	valore superiore
BC 198	N	T	(BC 146YW)	MINI	K	(0,05)	30	20	0,1	220	300	SOT-42	BDF	
BC 199	N	T	(BC 146GN)	MINI	K	(0,05)	30	20	0,1	400	300	SOT-42	BDF	
BC 200	P	P	BC 200	SOT-42	K	0,05	20	20	0,05	75-250	90			
BC 201	P	S	(BC 200)	MINI	K	0,25	5	5	0,08	(50-500)	80	SOT-42		
BC 202	P	S	(BC 200YW)	MINI	K	0,25	30	20	0,08	(50-260)	80	SOT-42	AB	
BC 203	P	S	(BC 200YW)	MINI	K	0,25	45	30	0,08	(50-260)	80	SOT-42	AC	
BC 204	P	SE	BC 307	(SOT30)	K	0,36	45	45	0,1	50-500	200		AF	B
BC 213	P	TI	(BC 307 VI)	SOT-30	K	0,3	45	30	0,2	80-400	200		DF	C
BC 214	P	TI	(BC 307 A)	SOT-30	K	0,3	45	30	0,2	140-400	200		DF	C
BC 215 A	P	SE	BC 327	(SOT30)	K	0,4	50	30	0,5	40-120	200	TO-92		ACE
BC 215 B	P	SE	BC 327	(SOT30)	K	0,4	50	30	0,5	100-300	200	TO-92		AC
BC 216	N	SG	(BC 107 A)	TO-18	M	0,69	45	45	0,02	40	70		A	DEF
BC 220	N	F	(BC 237 A)	(SOT30)	K	0,2	30	25	0,05	225+	-	SOT-30		ABCD
BC 221	P	SG	BC 328	TO-105	K	0,3	30	30	0,5	50-115	150	TO-92	C	AEF
BC 222	N	SG	BC 338	TO-105	K	0,3	30	30	0,5	50-115	150	TO-92	C	AEF
BC 223	N	TI	BC 337	SOT-30	K	0,36	50	30	0,4	100-450	-	TO-92		ACE
BC 224	P	TI	BC 308 B	TO-92	K	0,25	30	30	0,03	150-450	-	SOT-30	C	ADE
BC 225	P	F	(BC 307 A)	(SOT30)	K	0,2	40	40	0,1	(90)	70			ABCEF
BC 231 A	P	TI	BC 327	TO-92	K	0,625	40	30	0,4	100-300	-		A	BC
BC 231 B	P	TI	BC 327	TO-92	K	0,625	40	30	0,4	200-450	-		A	BCE
BC 232 A	N	TI	BC 337	TO-92	K	0,625	40	30	0,4	100-300	-		A	BC
BC 232 B	N	TI	BC 337	TO-92	K	0,625	40	30	0,4	200-450	-		A	BCE
BC 237	N	T,P	BC 237	SOT-30	K	0,3	50	45	0,1	110-450	300			
BC 238	N	T,P	BC 238	SOT-30	K	0,3	30	20	0,1	110-800	300			
BC 239	N	T,P	BC 239	SOT-30	K	0,3	30	20	0,1	200-800	300			
BC 250 A	P	I	BC 308 VI	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	35-100	180	SOT-30		BCE
BC 250 B	P	I	BC 308 VI	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	80-250	180	SOT-30		BC
BC 250 C	P	I	BC 308 B	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	200-600	180	SOT-30		BCE
BC 251 A	P	I	BC 307 A	(TO-92)	K	0,3	45	45	0,1	200	200	SOT-30	F	B
BC 251 B	P	I	(BC 308 B)	(TO-92)	K	0,3	45	45	0,1	400	200	SOT-30	BCF	
BC 251 C	P	I	(BC 308 B)	(TO-92)	K	0,3	45	45	0,1	600	200	SOT-30	BCEF	
BC 252 A	P	I	BC 308 A	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	200	200	SOT-30	F	BC
BC 252 B	P	I	BC 308 B	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	400	200	SOT-30	F	BC
BC 252 C	P	I	(BC 308 B)	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	600	200	SOT-30	EF	BC
BC 253 A	P	I	BC 309 A	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	(125-260)	200	SOT-30	F	B
BC 253 B	P	I	BC 309 B	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	(240-500)	200	SOT-30	F	B
BC 253 C	P	I	(BC 309 B)	(TO-92)	K	0,3	20	20	0,1	(450-900)	200	SOT-30	EF	B
BC 254	N	TI	(BC 307 A)	TO-92	K	0,25	100	55	0,03	50-600		SOT-30	BCE	AD
BC 255	N	TI	(BC 337)	TO-92	K	0,625	100	55	0,03	50-600			BC	AD
BC 256 A	P	I	(BC 307 A)	(TO-92)	K	0,3	64	64	0,1	(125-260)	200	SOT-30	BCF	
BC 256 B	P	I	(BC 307 A)	(TO-92)	K	0,3	64	64	0,1	(240-500)	200	SOT-30	BCEF	
BC 257	P	S	(BC 307)	TO-92	K	0,22	-	45	0,1	(75-260)	130	SOT-30		A
BC 258	P	S	(BC 308)	TO-92	K	0,22	-	25	0,1	(75-500)	130	SOT-30		A
BC 259	P	S	(BC 309)	TO-92	K	0,22	-	20	0,1	(125-500	130	SOT-30		A

transistori

Tipo		N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A: Ptot (W)	B: VCBO (V)	C: VCEO (VCER) (V)	D: IC(AV) (ICM) (A)	E: hFE (hfe)	F: fT (MHz)	Osservazioni sul corrispondente Philips: Contenitore	valore inferiore	valore superiore
							Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna								
BC 260	A	P	I	BC 178 VI	TO-18	M	0,3	20	20	0,1	35-100	180			BCE
BC 260	B	P	I	BC 178 VI	TO-18	M	0,3	20	20	0,1	80-250	180			BC
BC 260	C	P	I	BC 178 B	TO-18	M	0,3	20	20	0,1	200-600	180		F	BC
BC 261	A	P	I	BC 177 A	TO-18	M	0,3	45	45	0,1	(125-260)	-			
BC 261	B	P	I	BCY 79 IX	TO-18	M	0,3	45	45	0,1	(240-500)	-			A
BC 262	A	P	I	BC 178 A	TO-18	M	0,3		20	0,1	(125-260)	-			C
BC 262	B	P	I	BC 178 B	TO-18	M	0,3		20	0,1	(240-500)	-			C
BC 263	A	P	I	BC 179 A	TO-18	M	0,3		20	0,1	(125-260)	-			
BC 263	B	P	I	BC 179 B	TO-18	M	0,3		20	0,1	(240-500)	-			
BC 266	A	P	I	(BC 307 A)	TO-92	K	0,3	64	64	0,1	(125-250)	200	SOT-30	BCF	
BC 266	B	P	I	(BC 307 A)	TO-92	K	0,3	64	64	0,1	(240-500)	200	SOT-30	BCEF	
BC 267	A	N	A	(2N 2222 A)	TO-18	M	0,375	50	95	1	125-260	150		CD	ABF
BC 267	B	N	A	(BC 337)	TO-18	M	0,375	50	45	1	240-450	150	TO-92	D	AF
BC 268		N	A	(BC 338)	TO-18	M	0,375	30	20	1	(125-900)	150 3-	2 DE	ACF	
BC 269		N	A	(BC 109)	TO-18	M	0,375	30	20	1	(240-900)	150		AD	F
BC 270		N	A	(BC 338)	TO-18	M	0,375	20	20	1	(50-900)	150	TO-92	D	ABCEF
BC 271		N	A	(BC 338)	TO-18	M	0,3	25	25	(1)	100-200	175	TO-92	D	ABF
BC 272		N	A	(BC 337)	TO-18	M	0,3	45	45	(1)	125-300	175	TO-92	DE	ABF
BC 283		P	F	(2N 2906)	TO-18	M	0,4	30	30	(0,6)	40-270	-		E	ABC
BC 285		N	F	(BF 336)	TO-18	M	0,36	120	120	0,1	30+	80	TO-39	E	AB
BC 286		N	F	BC 141-16	TO-39	M	0,8	70	60	1	170	100		AF	B
BC 287		P	F	BC 161-10	TO-39	M	0,8	60	60	1	90	200		AF	B
BC 288		N	F	(BFX 34)	TO-39	M	0,8	80	40	5	160	80		D	BCF
BC 289		N	F	BC 107	TO-18	M	0,36	45	40	0,1	100-600	-		A	BCE
BC 290	A	N	F	BC 107 B	TO-18	M	0,36	45	40	0,1	200-600	-		A	BCF
BC 291		P	F	BCY 79 VIII	TO-18	M	0,36	45	45	0,2	100-300	-			
BC 292		P	F	BCY 79 X	TO-18	M	0,36	45	45	0,2	100-600	40			F
BC 293		N	F	(BFX 34)	TO-39	M	0,8	80	60	5	30-200	80		D	ABEF
BC 297		P	A	(BC 327)	TO-18	M	0,375	50	45	1	75-260	150		DF	AE
BC 297	P	P	A	(BC 307A)	(TO-18)	K	0,22	50	45	0,2	(125-500)	150	SOT-30	D	A
BC 298		P	A	(BC 328)	TO-18	M	0,375	30	25	1	75-500	150		DF	AE
BC 300		N	A	2N 3019	TO-39	M	/6/	120	80	1	40-240	120		AF	BE
BC 301		N	A	(BC 141-6)	TO-39	M	/6/	90	60	1	40-240	120		AF	B
BC 302		N	A	(BC 140-6)	TO-39	M	-5-	80	45	1	40-240	120		ACF	
BC 303		P	A	2N 4036	TO-39	M	/6/	90	65	1	40+	60+			A
BC 304		P	A	(BC 160-6)	TO-39	M	-5-	80	45	1	40-240	60+		ABCF	
BC 307		P	P,S,T	BC 307	SOT-30	K	0,28	50	45	0,1	75-220	150			
BC 308		P	P,S,T	BC 308	SOT-30	K	0,28	30	25	0,1	75-450	150			
BC 309		P	P,S,T	BC 309	SOT-30	K	0,28	25	20	0,1	110-450	150			
BC 313		P	SE	BC 160-6	TO-5	M	0,8	80	40	1	40-150	200		BF	
BC 314		N	F	(BD 139)	TO-18	M	0,18	100	100	0,5	30+	50	SOT-32	BC	AEF
BC 315		P	TI	(BC 415 A)	TO-92	K	0,3	45	35	0,1	(125+)	200		ACD	E
BC 320	A	P	M	(BC 327)	TO-92	K	0,31	50	45	0,25	110-220	300		F	AD
BC 320	B	P	M	(BC 327)	TO-92	K	0,31	50	45	0,25	220-450	300		F	AD

transistori

Tipo	N P	Costruttore	Corrispondente Philips	Contenitore	M K G	A Ptot (W)	B VCBO (V)	C VCEO (VCER) (V)	D IC(AV) (ICM) (A)	E hFE (hfe)	F fT (MHz)	Conteni-tore	valore inferiore	valore superiore
						Dati tecnici dei tipi riportati nella prima colonna						Osservazioni sul corrispondente Philips		
BC 327	P	P,S,T	BC 327	TO-92	K	0,5	50	45	(0,8)	100-530	100			
BC 328	P	P,S,T	BC 328	TO-92	K	0,5	30	25	(0,8)	100-530	100			
BC 333	N	M	(BC 239 B)	TO-92	K	0,31	25	25	0,05	100+	50	SOT-30	C	BDF
BC 334	P	M	(BC 309 A)	TO-92	K	0,31	25	25	0,05	100+	50	SOT-30	AC	DF
BC 335	N	M	(BC 239 B)	TO-92	K	0,31	25	20	0,05	100+	50	SOT-30		BDF
BC 336	P	M	(BC 309 A)	TO-92	K	0,31	25	20	0,05	100+	50	SOT-30	A	DF
BC 337	N	P,S,T	BC 337	TO-92	K	0,5	50	45	(0,8)	100-530	200			
BC 338	N	P,S,T	BC 338	TO-92	K	0,5	30	25	(0,8)	100-530	200			
BC 340 - 6	N	I	2N 2218 A	TO-39	M	0,8	40	40	0,5	40-100	-			BD
BC 340 -10	N	I	2N 2219 A	TO-39	M	0,8	40	40	0,5	63-160	-			BDE
BC 340 -16	N	I	2N 2219 A	TO-39	M	0,8	40	40	0,5	100-250	-			BD
BC 341 - 6	N	I	BC 141-6	TO-39	M	0,8	60	60	0,5	40-100	-		A	BD
BC 341 -10	N	I	BC 141-10	TO-39	M	0,8	60	60	0,5	63-160	-		A	BD
BC 342	N	M	(BC 141-6)	(TO-5)	M	0,8	70	60	1	20+	100		F	BE
BC 343	P	M	(BC 161-6)	(TO-5)	M	0,8	70	60	1	20+	100		BEF	
BC 344	N	M	(BD 139)	(TO-5)	M	0,8	90	80	1	20+	100	SOT-32	BD	EF
BC 345	P	M	(BD 140)	(TO-5)	M	0,8	90	80	1	20+	100	SOT-32	BDF	E
BC 347	N	M	BC 237 A/B	(TO-92)	K	0,3	50	45	0,1	40-370	200 3	30		EF
BC 348	N	M	BC 237 A/B	(TO-92)	K	0,3	35	30	0,1	40-370	200	SOT-30		BCEF
BC 349	P	M	BC 308 VI/A	(TO-92)	K	0,3	25	20	0,1	40-370	200	SOT-30	EF	BC
BC 350	P	M	BC 307 VI/A	(TO-92)	K	0,3	50	45	0,1	40-370	200	SOT-30	EF	
BC 351	P	M	BC 307 VI/A	(TO-92)	K	0,3	35	30	0,1	40-370	200	SOT-30	EF	BC

ANALIZZATORE ELETTRONICO R 127



Analizzatore elettronico universale, con indicatore automatico di polarità, per la misura di tensioni, correnti (continue ed alternate) e di resistenze. Particolarmente adatto per la messa a punto di apparecchiature televisive ed elettroniche in laboratori, in produzione e servizio riparazioni.
TENSIONI CONTINUE: da 0,3 a 1000 V fs con impedenza di ingresso di 11 MΩ. Precisione ± 2%. Con puntale AT il campo di misura può essere esteso fino a 30.000 V f.s.
TENSIONI ALTERNATE: da 0,3 a 1000 V f.s. con impedenza d'ingresso 10 MΩ/30 pF.
Precisione ± 3%.
CORRENTI CONTINUE: da 30 nA a 3 A f.s. - Precisione ± 2%.
CORRENTI ALTERNATE: da 33 a 3,3 A f.s. - Precisione ± 3%.
CAMPO DI FREQUENZA: da 10 Hz a 200 kHz entro il ± 5%.
RESISTENZE: fino a 1000 MΩ in 7 portate.
MISURA DI LIVELLO: da — 30 a + 62 dB.



MULTIMETRO DIGITALE DG 215

Adatto per la misura di tensioni continue ed alternate con indicatore automatico di polarità, correnti continue e resistenze.
Risulta pertanto uno strumento di uso generale che può essere impiegato in tutte le applicazioni dove si richiedano misure rapide, precise e ad alta impedenza.
TENSIONI CONTINUE: da 1 mV a 1000 V. - Precisone ±0,5%. Impiegando il puntale P 150/S è possibile estendere il campo di misura fino a 30 kV. Precisione ± 3%.
TENSIONI ALTERNATE: da 1 mV a 750 V - Precisione ± 0,5%.
IMPEDENZA D'INGRESSO: 10 MΩ/100 pF.
RISPOSTA DI FREQUENZA: entro ± 2% da 20 Hz a 20 kHz.
Corrente continua: da 1 µA a 2 A - Precisione ± 0,5%.
Applicando «shunts» esterni (forniti a richiesta) è possibile estendere il campo di misura.
RESISTENZE: da 1Ω a 1,999 MΩ.
PRECISIONE: ± 0,5%.
INDICATORI NUMERICI: 3 più un indicatore di fuori portata.

U N A O H M



della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI ☐ ELETTRONICA PROFESSIONALE

☐ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) ☐ Telefono: 9150424/425/426 ☐

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM



PRODUZIONE STRUMENTI ELETTRONICI

MILANO
Via Moscova, 40/7
Tel. 667326 - 650884

ROMA
Via Saluzzo, 49
Tel. 727663

PRODUZIONE TES:

Alimentatori stabilizzati - Analizzatori - Distorsiometri - Generatori BF - Generatori AM-FM - Generatori sweep-marker - Millivoltmetri elettronici - Misuratori d'impedenza - Misuratori di campo - Misuratori di potenza d'uscita - Misuratori wow e flutter - Multimetri elettronici e digitali - Oscilloscopi a larga banda - Ponti RCL - Prova transistori - Voltmetri elettronici fet.

RICHIEDETE CATALOGO PRESSO I PUNTI DI VENDITA G.B.C.



nuovo oscilloscopio doppia traccia Mod. 0371

2 canali identici A e B — Banda passante dalla DC a 6 MHz — Sensibilità Y 10 mV pp/cm — Sensibilità monotraccia 1 mVpp/cm — Asse tempi da 0,1 μs a 20 ms/cm — Funzionamento trigger o ricorrente — Sensibilità x 100 mV pp/cm — Espansione equivalente 5 diametri — Asse Z soppressione con - 25 Vpp — Tubo 5" schermo piatto — Semiconduttori impiegati n° 77 — Elevata affidabilità — Garanzia 1 anno, tubo compreso — Prezzo molto competitivo

Ray Charles, Sinatra, Beethoven, soddisfatti della BSR McDonald.

CDM - 723



Infatti con i prodotti della BSR McDonald. Voi suonate Beethoven e sentite solamente Beethoven. Voi suonate Sinatra e sentite solamente Sinatra. Voi suonate Ray Charles e sentite solamente Ray Charles.

La BSR McDonald produce quasi la metà dei cambiadischi e giradischi venduti nel mondo ed ora entra nel mercato italiano. Anche per Voi è ora possibile sentire "solamente" musica, musica "pulita". Fate una prova con l'810, l'HT70, l'MP60 o il cambiadischi automatico 610. Ne sarete soddisfatti.

Per ottenere dettagliate informazioni è sufficiente inviarci questo tagliando:

BSR
McDONALD

BSR (ITALIA) S.p.A.– Piazza Luigi di Savoia 22–20124 MILANO.

G.B.C. Italiana - Distributore

Vi prego spedirmi una documentazione completa e dettagliata sulla nuova serie BSR McDonald

Nome ____________________

Cognome ____________________

Indirizzo ____________________

C.A.P. __________ Citta' __________

BSR (ITALIA) S.p.A.– Piazza Luigi di Savoia 22– 20124 MILANO.



La caratteristica più interessante del nuovo oscilloscopio Telequipment modello D67 è il suo prezzo. Per molto meno di un milione di Lire esso offre due canali a 25 MHz di banda e sensibilità di 10 mV/cm con una precisione di misura di ± 3%.
Una elevata luminosità della traccia è assicurata dal tubo a raggi catodici che ha una tensione di post-accelerazione di 10 kV e uno schermo piatto di 8x10 cm. Le basi dei tempi sono due, in modo da poter ottenere il funzionamento con ritardo, e i fattori di deflessione possono essere variati da 2 sec/div a 200 nano sec/div.
L'osservazione di ogni dettaglio delle varie forme d'onda non presenta problemi, anche in presenza di forti jetters sui segnali. L'esame dei segnali televisivi viene facilitato da appositi circuiti di stabilizzazione nei canali del trigger.
In più l'oscilloscopio D67 ha le alimentazioni adeguatamente stabilizzate e gli stadi d'ingresso a FET, il che praticamente elimina i fastidiosi spostamenti lenti della traccia. Tutti i suoi circuiti sono transistorizzati.

Silverstar, ltd s.p.a.

20146 MILANO - Via dei Gracchi, 20 - Tel. 4996 - Telex: 32634 Silstar

00198 ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855.366 - 869.009 - Ind. Telegr. SILVERSTAR - Telex: 61511 Silstar

10139 TORINO - Piazza Adriano, 9 - Tel. 540.075 - 543.527 - Ind. Telegr. SILVERSTAR

INTERPELLATECI, INVIANDOCI IL TAGLIANDO COMPILATO

MITTENTE
NOME
COGNOME
VIA ... N.
CITTA'
Cod. Post.
Desideriamo ricevere:
– la visita di un vostro collaboratore ☐
– materiale informativo ☐

Silverstar, ltd
TELEQUIPMENT
Via dei Gracchi, 20
20146 MILANO

Si crede che in un orologio la cosa più importante sia la misura del tempo

L'aggiunta di una radio può apparire superflua; non, però, nella nuova radio-sveglia digitale ELAC RD 100.
L'eccezionale qualità sonora è il risultato di una combinazione ottenuta fra l'amplificatore, l'altoparlante e la nuova interessante estetica della custodia.
Lo garantisce il nome ELAC.
Sorprendente, poi, è la parte delle commutazioni.



ELAC RD 100

ELAC

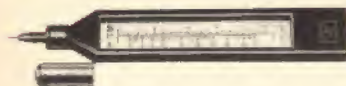
Accendere la radio ad un tempo prestabilito ? Automaticamente !
Spegnerla ? Automaticamente !
Spegnerla anche dopo essersi addormentati ? Automaticamente !
Svegliarsi con la musica o col cicalino ? Automaticamente ! Altro vantaggio: le inserzioni automatiche nell'ELAC RD 100 avvengono una sola volta nelle 24 ore.
L'orologio automatico è di precisione.
Ulteriori informazioni possono essere richieste presso tutti i migliori rivenditori.

il TESTER *che si afferma in tutti i mercati*

EuroTest

BREVETTATO

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA



TERMOMETRO A CONTATTO PER LA MISURA ISTANTANEA DELLA TEMPERATURA
Mod. T-1/N Campo di misura da —25° a +250°



PUNTALE PER LA MISURA DELL'ALTA TENSIONE NEI TELEVISORI, TRASMETTITORI, ecc.
Mod. VC 1/N Portata 25.000 V c.c.



DERIVATORI PER LA MISURA DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/30, Portata 30 A c.c. - Mod. SH/150 Portata 150 A c.c.

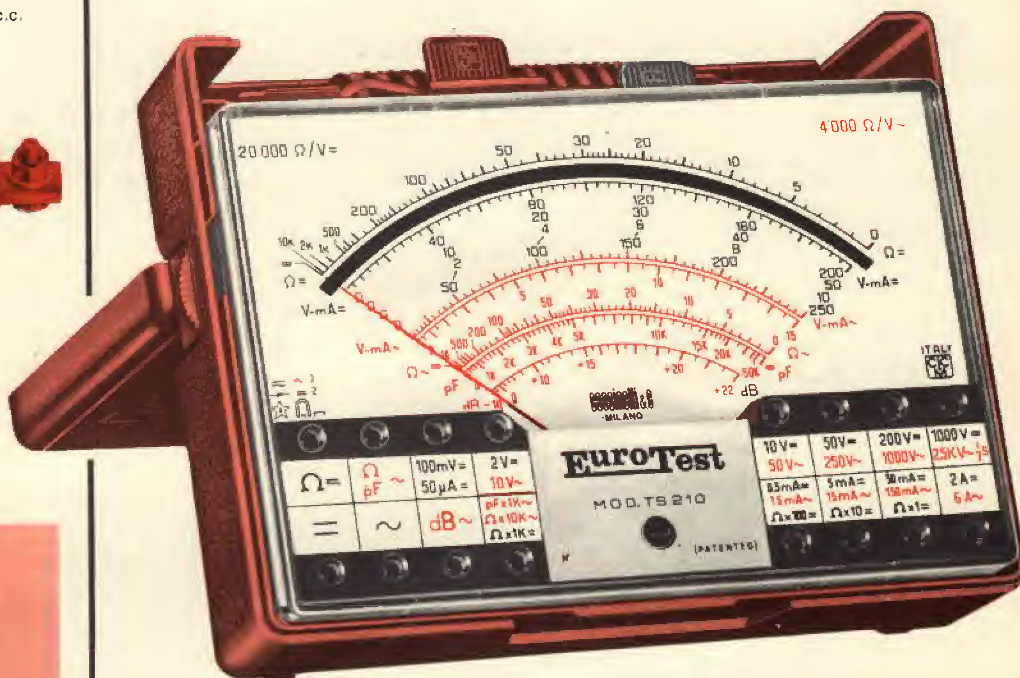
MOD. TS 210 20.000 Ω/V c.c. - 4.000 Ω/V c.a.

8 CAMPI DI MISURA 39 PORTATE

VOLT C.C.	6 portate:	100 mV	2 V	10 V	50 V	200 V	1000 V
VOLT C.A.	5 portate:	10 V	50 V	250 V	1000 V	2,5 kV	
AMP. C.C.	5 portate:	50 μA	0,5 mA	5 mA	50 mA	2 A	
AMP. C.A.	4 portate:	1,5 mA	15 mA	150 mA	6 A		
OHM	5 portate:	Ω x 1	Ω x 10	Ω x 100	Ω x 1 k	Ω x 10 k	
VOLT USCITA	5 portate:	10 V~	50 V~	250 V~	1000 V~	2500 V~	
DECIBEL	5 portate:	22 dB	36 dB	50 dB	62 dB	70 dB	
CAPACITA'	4 portate:	0-50 kpF (aliment. rete) - 0-50 μF - 0-500 μF - 0-5 kμF (aliment. batteria)					

● Galvanometro antichoc contro le vibrazioni ● Galvanometro a nucleo magnetico schermato contro i campi magnetici esterni ● **PROTEZIONE STATICA** della bobina mobile fino a 1000 volte la sua portata di fondo scala. ● **FUSIBILE DI PROTEZIONE** sulle basse portate ohmmetriche ohm x 1 ohm x 10 ripristinabile ● Nuova concezione meccanica (Brevettata) del complesso jack-circuito stampato a vantaggio di una eccezionale garanzia di durata ● Grande scala con 110 mm di sviluppo ● Borsa in moplen il cui coperchio permette 2 inclinazioni di lèttura (30° e 60° oltre all'orizzontale) ● Misure di ingombro ridotte 138 x 106 x 42 (borsa compresa) ● Peso g 400 ● Assemblaggio ottenuto totalmente su circuito stampato che permette facilmente la riparazione e sostituzione delle resistenze bruciate.

CON CERTIFICATO DI GARANZIA



DEPOSITI IN ITALIA:

ANCONA - Carlo Giongo Via Miano, 13
BARI - Biagio Grimaldi Via Buccari, 13
BOLOGNA - P.I. Sibani Attilio Via Zanardi, 2/10
CATANIA - RIEM Via Cadamosto, 18
FIRENZE - Dr. Alberto Tiranti Via Frà Bartolomeo, 38
GENOVA - P.I. Conte Luigi Via P. Salvago, 18
NAPOLI - Fulvio Moglia 3ª Traversa S. Anna alle Paludi, 42/43
PADOVA - P.I. Pierluigi Righetti Via Lazara, 8
PESCARA - P.I. Accorsi Giuseppe Via Tiburtina, trav. 304
ROMA - Tardini di E. Cereda e C. Via Amatrice, 15
TORINO - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè C.so D. degli Abruzzi, 58 bis

una MERAVIGLIOSA *realizzazione della*

cassinelli & C

ITALY CCM

20151 Milano - Via Gradisca, 4 - Telefoni 30.52.41/30.52.47/30.80.783

AL SERVIZIO: **DELL'INDUSTRIA**
DEL TECNICO RADIO TV
DELL'IMPIANTISTA
DELLO STUDENTE

un tester prestigioso a sole Lire 10.900

franco nostro stabilimento

ESPORTAZIONE IN: EUROPA - MEDIO ORIENTE - ESTREMO ORIENTE - AUSTRALIA - NORD AFRICA - AMERICA



soprattutte
HELLESENS



By Appointment to the Royal Danish Court



COMBINAZIONE 4000

sinto-amplificatore stereo
BEOMASTER 4000

Potenza d'uscita: 2 x 60 W continui
2 x 100 W musicali
Distorsione: < 0,2% con 60 W in uscita
Gamma di ricezione: FM 87,5 ÷ 104 MHz
Rapporto segnale/disturbo: 62 dB, ingresso giradischi magnetico con 60 W in uscita 75 dB, ingresso registratore con 60 W in uscita
Dimensioni: 580 x 95 x 270

giradischi stereo
BEOGRAM 3000

Risposta di frequenza: 15 ÷ 25.000 Hz ± 3 dB
Velocità: 33 1/3, 45 giri minuto
Dimensioni: 115 x 440 x 330 con coperchio

casse acustiche
BEOVOX 4702

Risposta di frequenza: 35 ÷ 20.000 Hz
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 550 x 290 x 290

PREZZI DEGLI ELEMENTI SINGOLI DELLA COMBINAZIONE 4.000

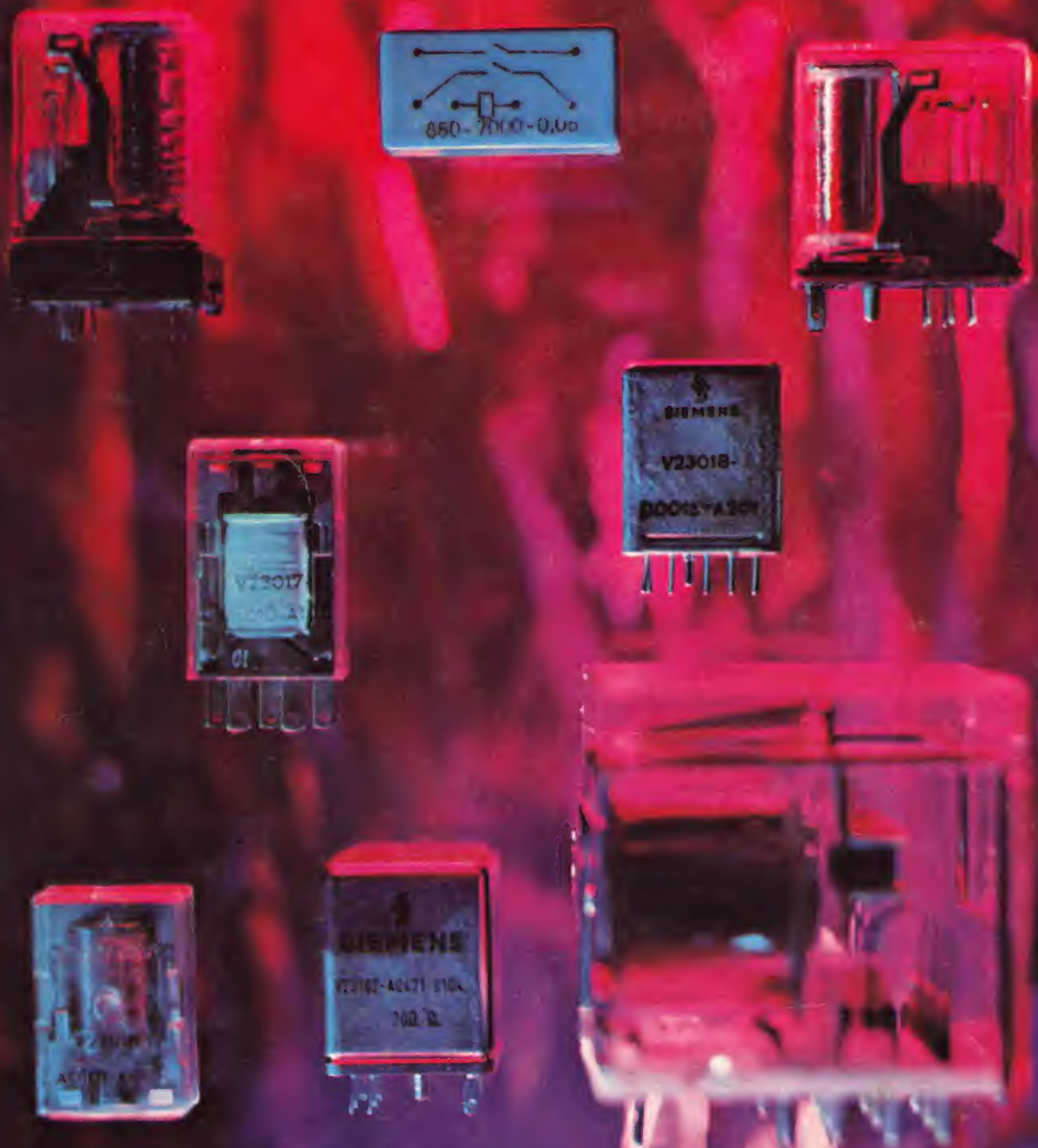
1 Beomaster 4000	L. 375.000
1 Beogram 3000	L. 167.000
2 Beovox 4702	L. 284.000
Totale	L. 826.000

Sconto speciale per l'acquisto dell'intera combinazione 25%

Tema: elettronica professionale

SIEMENS

l'affidabilità li contraddistingue



■ relè polarizzati ■ microrelè ■ relè a cartolina per circuiti stampati ■ piccoli relè di commutazione ■ relè a contatti multipli ■ contraddistinti – grazie all'adozione della moderna tecnologia nelle fasi produttive e nelle operazioni di controllo – dalla costanza del livello qualitativo e dalla massima affidabilità delle caratteristiche tecniche ■ SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

relè della Siemens